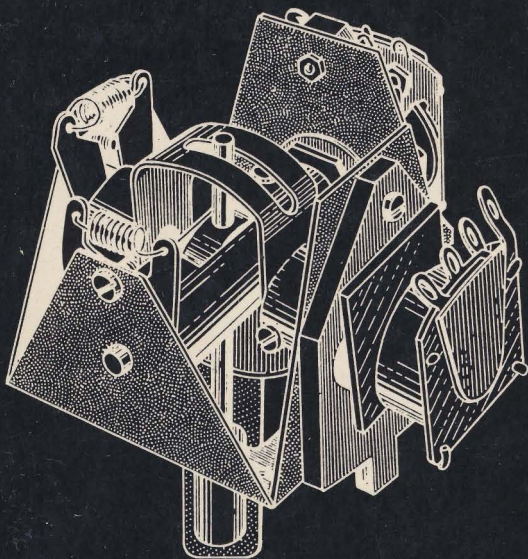


amateurreihe **electronica**



Günter Miel

Digitale Fernsteuerung
Teil 1

electronica · Band 120

Digitale Fernsteuerung

Teil 1: Senderschaltungen

G Ü N T E R M I E L

Digitale Fernsteuerung

Teil 1: Senderschaltungen



MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1.—15. Tausend

Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
Berlin 1973

Cheflektorat Militärliteratur

Lizenz-Nr. 5

LSV-Nr.: 3539

Lektor: Dipl.-Ing. Jürgen Hauke

Zeichnungen: Heinz Grothmann

Typografie: Helmut Herrmann · Hersteller: Dieter Kahnert

Vorauskorrektor: Ingeborg Kern · Korrektor: Eva Plake

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme
Potsdam

Redaktionsschluß: 10. März 1973

Bestellnummer: 745 519 2

1,90

Inhalt

Vorwort	6
1. Koder des Senders	8
1.1. Prinzip der Kodierung	8
1.2. Funktion des Koders	9
1.3. Hinweise zum Aufbau des Koders	13
1.4. Abgleich des Koders	19
1.5. Funktion des Schaltstufen-Koders	20
2. HF-Teil des Senders	24
2.1. Vorbemerkungen	24
2.2. Oszillator	27
2.3. Treiber- und Endstufe	32
2.4. Modulator	42
2.5. Antenne	44
2.6. Sendeleistung und Reichweite	47
2.7. Schaltungsbeispiele	51
2.8. Aufbau des Sender-HF-Teils	56
2.9. Abgleich des Sender-HF-Teils	61
3. Stromversorgung des Senders	65
3.1. Vorbemerkungen	65
3.2. Aufbau des gasdichten NK-Akkus	67
3.3. Typenübersicht gasdichter NK-Akkus	69
3.4. Elektrischer Parameter der gasdichten NK-Akkus	70
3.4.1. Klemmenspannung	70
3.4.2. Innenwiderstand	72
3.4.3. Kapazität	73
3.5. Wartung und Behandlung der gasdichten NK-Akkus	74
4. Sendermechanik	78
5. Hilfsgeräte	84
5.1. Ladegerät	84
5.1.1. Einbauladegerät	84
5.1.2. Konstantstromladegerät mit Abschaltautomatik	86
5.2. Feldstärkemeßgerät	92
5.3. HF-Leistungsmeßeinrichtung	93
6. Literaturverzeichnis	96

Der Begriff Digitaltechnik ist nicht einfach eine Mode- oder Zeiterscheinung. Gerade bei den Amateurfernsteueranlagen führte sie in manchen Details zu einfacheren, besonders aber funktionssicheren und steuerungstechnisch günstigen Lösungen.

Bei vielen Problemen erfordert die Digitaltechnik vom Fernsteueramateur ein gründliches Umdenken gegenüber seinen mit NF-kodierten Fernsteueranlagen gesammelten Erfahrungen. Bei der Zusammenstellung der Unterlagen zu den beiden Broschüren stützte sich der Verfasser auf die Analyse von Schaltungen bewährter Fernsteueranlagen.

Für eine Proportionalfernsteueranlage, die der Verfasser selbst aufbaute und erprobte, werden die kompletten Unterlagen veröffentlicht. Aber selbst diese Unterlagen sind keine Garantie dafür, daß ein Nachbau auf Anhieb funktioniert. Eine solch komplizierte elektronische Technik birgt manche Fehlermöglichkeiten in sich. Durch die Funktionsbeschreibungen und die Diskussion der Lösungsmöglichkeiten für die elektronischen Probleme hofft der Verfasser dem Leser das nötige Rüstzeug für den schöpferischen Selbstbau zu geben. Wie auf so vielen Gebieten der Technik führt erst die richtige Mischung von Erfahrung, Nachdenken und Nachmachen zum Erfolg. Von diesen Überlegungen ließ sich auch der Verfasser leiten, denn viele Details der vorgestellten Schaltungen wurden von bewährten Fernsteueranlagen übernommen.

Darüber hinaus wurden auch Schaltungen aufgenommen, die Anregungen für eigene spezielle Entwicklungen des Amateurs geben können.

Großen Wert legte der Verfasser darauf, daß sich alle Schaltungen mit im Handel erhältlichen Bauelementen realisieren lassen und etwa dem derzeitigen internationalen Entwicklungsstand entsprechen. In bewährter Weise befaßt sich der Band 1 mit den Senderschaltungen und der Band 2 mit den

Empfänger- und Auswerteschaltungen. Beim Sender und Empfänger wiederum wird in einzelne Bau- bzw. Funktionsgruppen unterteilt.

Erfurt, Dezember 1972

Dr. G. Miel

1. Koder des Senders

1.1. Prinzip der Kodierung

Die Aufgabe der Fernsteuertechnik besteht darin, Steuerkommandos zu übertragen.

Bei den Steuerkommandos kann man prinzipiell zwei Arten unterscheiden:

- Das Schaltkommando

Bei diesem Kommando gibt es nur die beiden Zustände *Ein* und *Aus* oder *Maximum* und *Minimum*. Es ist auch unter der nicht ganz zutreffenden Bezeichnung *Tip* — *Tip* bei den Fernsteueramateuren bekannt.

- Das Proportionalkommando

Bei diesem Kommando gibt es zwischen den beiden Zuständen *Maximum* und *Minimum* fast beliebig viele stabile Zwischenstellungen. Das bedeutet für die Steuertechnik, daß man das Ruder o. ä. in jede Zwischenstellung innerhalb des Steuerbereichs bringen und so absolut naturgetreu steuern kann.

Die Steuerkommandos müssen zunächst in elektrische Signale umgewandelt (kodiert) werden.

Im Band 108 und im Band 109 der Reihe *electronica* wurden verschiedene Möglichkeiten der NF-Kodierung der Steuerkommandos behandelt. Gegenstand der beiden vorliegenden Broschüren ist es, Möglichkeiten und Lösungen für die Digitalkodierung zu besprechen.

Allgemein hat sich die Digitalkodierung durchgesetzt, wie sie in Bild 1.1 dargestellt ist. Jeder Kanalimpuls hat eine mittlere Länge von 1,6 ms und kann zwischen 1,1 und 2,1 ms eingestellt werden. Dabei ist die Impulslänge winkelproportional der Stellung des Steuerknüppels im Sender.

Alle 5 Kanalimpulse werden aneinandergereiht und als „Paket“ übertragen. Die Impulspause wird von den Schaltgliedern der

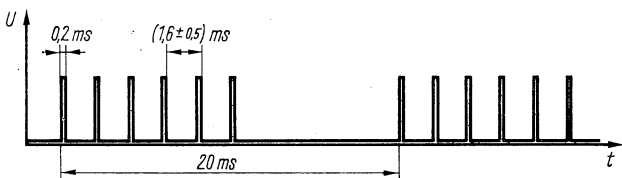


Bild 1.1 Impulsfolge eines 5-Kanal-Digitalsenders

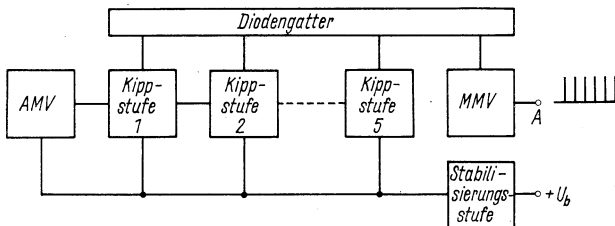


Bild 1.2 Übersichtsschaltplan des Koders
(Impulsteil des 5-Kanal-Digitalsenders)

Auswerteeinrichtung überbrückt, so daß eine ständige 5fach-simultane Kommandoübertragung möglich ist.

Die Impulspause dient dazu, die Zähl-schaltungen von Sender und Empfänger zu synchronisieren.

1.2. Funktion des Koders

Der Koder hat die Aufgabe, das winkelpportionale Steuerkommando in ein impuls-längen-kodiertes elektrisches Signal umzuwandeln.

Zu diesem Zweck besteht der Koder (Bild 1.2) aus den Elementen

- 1 Taktgeber (astabiler Multivibrator),
- 5 Kippstufen,
- 1 Diodengatter,
- 1 Impulsformer (monostabiler Multivibrator),
- 1 Spannungsstabilisation.

Der Taktgeber arbeitet als astabiler Multivibrator mit T 1 und T 2 und legt die Zeitbasis mit etwa 20 ms fest (Bild 1.3). Die Taktzeit wird durch R2, R3 und C2, C5 bestimmt. Die Kondensatoren C1, C3, C4 und C6 sollen eventuelle Störimpulse verhindern. Der Taktimpuls wird durch das RC-Glied R5, C7 differenziert und gelangt über die Diode D1 als 1. Steuerimpuls auf die Sammelschiene (MP 8).

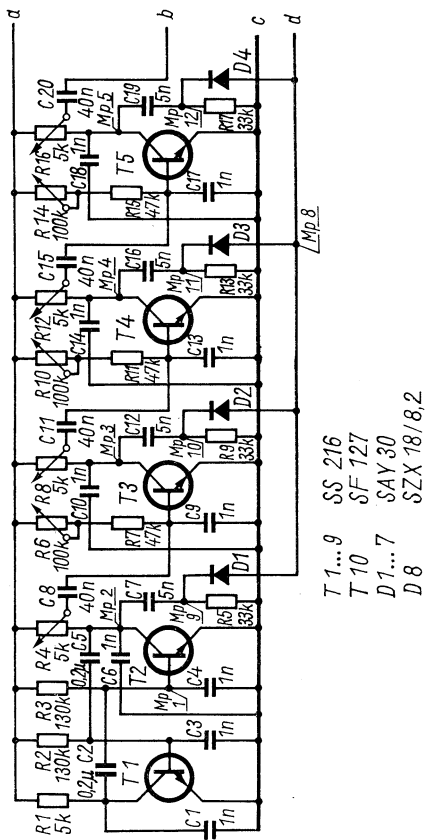
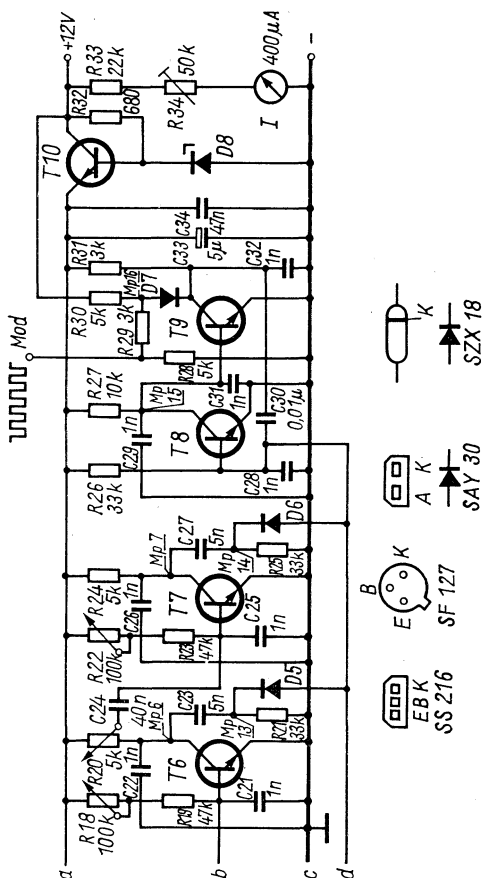


Bild 1.3 Koder (Impulsteil) des 5-Kanal-Senders



Gleichzeitig steuert der Taktimpuls nacheinander die 5 Kippstufen mit T3 ... T7 an. Diese Kippstufen arbeiten ähnlich wie ein monostabiler Multivibrator. Ihre Haltezeiten werden durch die Stellung der Kanalpotentiometer R4, R8, R12, R16 und R20 und durch die Koppelkondensatoren C8, C11, C15, C20 und C24 bestimmt. Kehrt eine Kippstufe nach ihrer

Haltezeit von $1,6 \pm 0,5$ ms in den Ruhestand zurück, so stößt sie über den Koppelkondensator die folgende Stufe an. Jeder Schaltimpuls der Kippstufen wird über die RC-Glieder R9/C12, R13/C16 ... R25/C27 differenziert und über die Trenndioden D2 ... D6 auf die Sammelschiene (MP 8) gegeben. Hier entsteht dann die aus dem Impulsdiagramm (Bild 1.4) ersichtliche Impulsfolge. Dabei steckt die Proportionalinformation in der variablen Impulslänge der Kanalimpulse 1 ... 5. Die Amplituden der Nadelimpulse an MP 8 können mit den Potentiometern R6, R10, R14, R18 und R22 eingestellt werden, so daß sie annähernd die gleiche Größe haben.

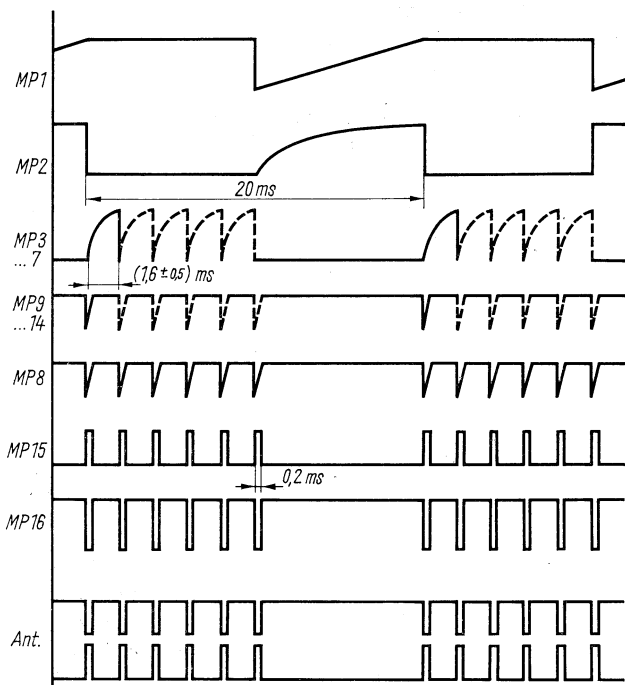


Bild 1.4 Impulsdiagramm des Koders von Bild 1.3

Die 1-nF-Kondensatoren zwischen Basis bzw. Kollektor und Masse der Transistoren T3 ... T7 sollen wiederum Störimpulse verhindern. Um mit den gewonnenen Nadelimpulsen den Modulator des HF-Teils einwandfrei schalten zu können, werden sie durch einen monostabilen Multivibrator (T8 und T9) verstärkt und zu schmalen Rechtecken geformt (Bild 1.4 bis Bild 1.8).

Der Modulationsimpuls wird über R28/R30 ausgekoppelt. T10 mit der Z-Diode D8 in der Basisleitung dient zur Spannungsstabilisierung des Impulsteils.

1.3. Hinweise zum Aufbau des Koders

Zur Erleichterung werden alle Bauelemente in einer Stückliste zusammengefaßt. Die Widerstände sind durchweg 1/10-W-Typen mit axialem Anschluß.

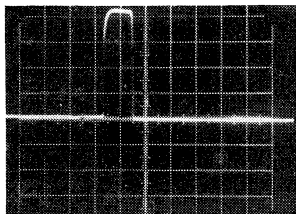


Bild 1.5 Oszillogramm von MP3
Ausgangsimpuls einer Kippstufe

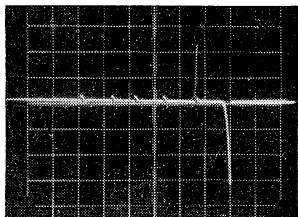


Bild 1.6 Oszillogramm von MP9
Nadelimpuls nach Differentiation

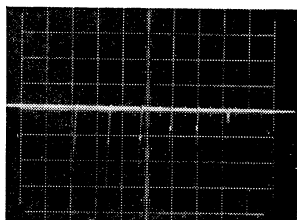


Bild 1.7 Oszillogramm von MP8
Nadelimpulse des Taktgenerators und der 5 Kippstufen

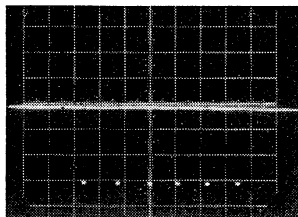


Bild 1.8 Oszillogramm von MP16
Geformte Impulsfolge zur Modulation des HF-Teils

Die zeitbestimmenden Kondensatoren sollten Duroplast- oder Styroflexkondensatoren sein. Die restlichen Kondensatoren können keramische Scheibenkondensatoren sein. Als Kanalpotentiometer werden $5\text{-k}\Omega$ -Kohleschichtpotentiometer verwendet. Alle Transistoren sollten eine Stromverstärkung von $B > 100$ aufweisen, wobei die Transistoren der Kippstufen T3 ... T7 möglichst gleiche Werte für B haben sollen. Ist die Platine (Bild 1.9) angefertigt, so kontrolliert man die Leitungsführung auf Kurzschlüsse. Vor dem Einsetzen sollte man die Bauelemente sicherheitshalber prüfen bzw. sogar ausmessen (Widerstände und Transistoren), um ganz sicher zu sein, daß nur einwandfreie Exemplare verwendet werden.

Danach bestückt man die Platine zuerst mit den passiven Bauelementen (Bild 1.10). Eine Kontrollmessung des Stroms mit eingesetztem Stabilisatortransistor T10 muß einen Wert von etwa $8,5\text{ mA}$ ergeben.

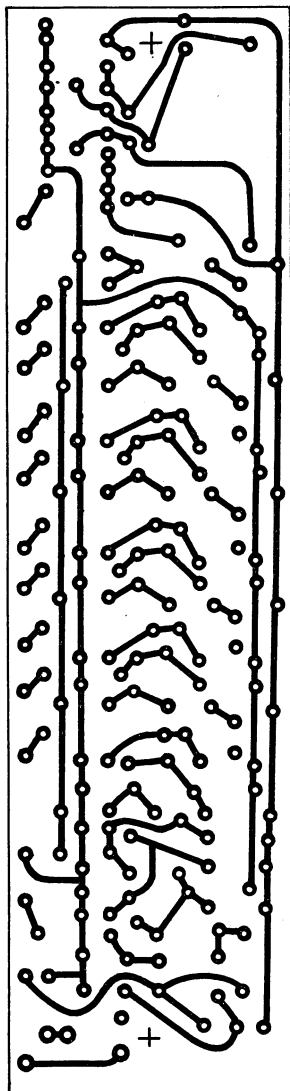
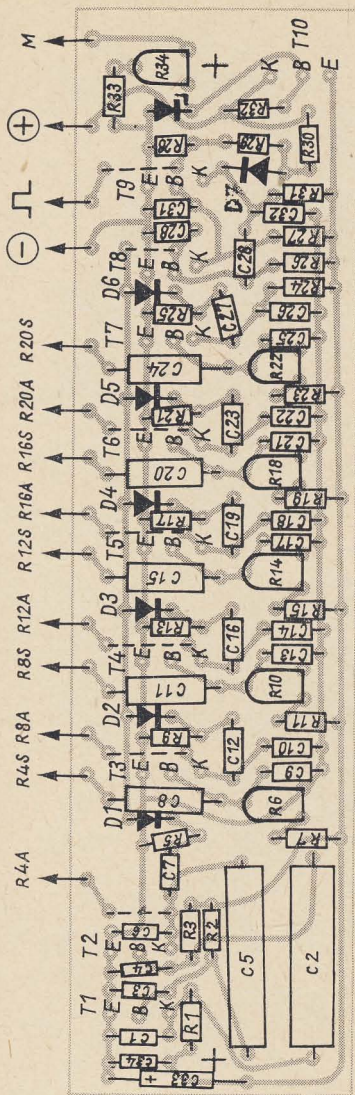


Bild 1.9 Ätzschema zur Schaltung von Bild 1.3



--- Brücke

Bild 1.10 Bauelementeanordnung zur Schaltung von Bild 1.3

Danach lötet man die Transistoren ein. Beim Einsetzen der Transistoren und Dioden in die Platte sollte man besonders darauf achten, daß die Anschlüsse nicht verwechselt werden. Etwaige Fehler dieser Art lassen sich bei bestückter Platine meist schlecht finden.

Sind alle Bauelemente auf der Platine montiert, so kontrolliert man nochmals an Hand von Stückliste und Bestückungsplan gründlich, ob jeder Bauteil an der richtigen Stelle eingebaut und einwandfrei gelötet ist. Nach dieser Kontrolle mißt man die Stromaufnahme des Koders. Der Wert soll etwa 16 bis 17 mA betragen.

Stückliste am Koder

R1 = 5 k Ω	C1 = 1 nF, keramische Scheibe
R2 = 130 k Ω	C2 = 0,2 μ F/63 V, Wickel
R3 = 130 k Ω	C3 = 1 nF, keramische Scheibe
R4 = 5 k Ω	C4 = 1 nF, keramische Scheibe
R5 = 33 k Ω Potentiometer	C5 = 0,2 μ F/63 V, Wickel
R6 = 100 k Ω Einstell- regler	C6 = 1 nF, keramische Scheibe
R7 = 47 k Ω	C7 = 5 nF/63 V, Wickel
R8 = 5 k Ω Potentiometer	C8 = 40 nF/63 V, Wickel
R9 = 33 k Ω	C9 = 1 nF, keramische Scheibe
R10 = 100 k Ω Einstell- regler	C10 = 1 nF, keramische Scheibe
R11 = 47 k Ω	C11 = 40 nF/63 V, Wickel
R12 = 5 k Ω Potentiometer	C12 = 5 nF/63 V, Wickel
R13 = 33 k Ω	C13 = 1 nF, keramische Scheibe
R14 = 100 k Ω Einstell- regler	C14 = 1 nF, keramische Scheibe

R15 = 47 k Ω	C15 = 40 nF/63 V, Wickel
R16 = 5 k Ω Potentiometer	C16 = 5 nF/63 V, Wickel
R17 = 33 k Ω	C17 = 1 nF, keramische Scheibe
R18 = 100 k Ω Einstell- regler	C18 = 1 nF, keramische Scheibe
R19 = 47 k Ω	C19 = 5 nF/63 V, Wickel
R20 = 5 k Ω Potentiometer	C20 = 40 nF/63 V, Wickel
R21 = 33 k Ω	C21 = 1 nF, keramische Scheibe
R22 = 100 k Ω Einstell- regler	C22 = 1 nF, keramische Scheibe
R23 = 47 k Ω	C23 = 5 nF/63 V, Wickel
R24 = 5 k Ω	C24 = 40 nF/63 V, Wickel
R25 = 33 k Ω	C25 = 1 nF, keramische Scheibe
R26 = 33 k Ω	C26 = 1 nF, keramische Scheibe
R27 = 10 k Ω	C27 = 5 nF/63 V, Wickel
R28 = 5 k Ω	C28 = 1 nF, keramische Scheibe
R29 = 3 k Ω	C29 = 1 nF, keramische Scheibe
R30 = 5 k Ω	C30 = 10 nF/63 V, Wickel
R31 = 3 k Ω	C31 = 1 nF, keramische Scheibe
R32 = 680 Ω	C32 = 1 nF, keramische Scheibe
R33 = 22 k Ω , Einstell- regler	C33 = 5 μ F/15 V, Elektro- lytkondensator
R34 = 50 k Ω	C34 = 47 nF, keramische Scheibe

alle Widerstände

1/10 W oder 1/20 W

D1 ... D7 = *SAY 30* T1 ... T9 = *SS 216*

[D8 = *SZX 18/8,2* T 10 = *SF 127*]

I = Indikatorgerät des *KT 100* (400 μ A)

1.4. Abgleich des Koders

Erforderlich sind:

Vielfachmeßgerät 20 k Ω /V mit Widerstandsmeßeinrichtung; Oszillograf (kann eventuell entfallen);

Geladener Senderakku 12 V.

Es wird folgende Reihenfolge der Abgleichschritte empfohlen:

- Mit der Widerstandsmeßeinrichtung am Vielfachmesser oder einer Wheatstoneschen Meßbrücke werden die Kanalpotentiometer auf einen Wert von 2k Ω zwischen A und S eingestellt. Der Anschluß A wird später auf die Plusleitung und der Anschluß S an den Kollektor des zugehörigen Transistors geschaltet.
- Nach Anschluß der Kanalpotentiometer kontrolliert man den aufgenommenen Strom. Der Wert soll zwischen 16 und 17 mA liegen.
- Die Basispotentiometer der Kippstufen werden auf Mitte gestellt.
- Zur Kontrolle mißt man noch die Basis- und Kollektorspannungen aller Transistoren und vergleicht sie mit den Werten der Tabelle 1.1.
Nun müßte der Koder ordnungsgemäß arbeiten. Fehlt ein Oszillograf, so kann man die Funktion mit einem Kopfhörer an MP 16 überprüfen.
- Steht ein Oszillograf zur Verfügung, dann kontrolliert man an den einzelnen Meßpunkten die Impulsformen und vergleicht sie mit dem Impulsdiagramm (Bild 1.4) und den Oszillogrammen (Bild 1.5 bis Bild 1.7). Mit den Basispotentiometern der Kippstufen (R6, R10 ... R22) stellt man zunächst die Nadelimpulse an MP 8 auf gleiche Amplitude und beim Anlagenabgleich dann die Variationsbreite der Kanalimpulse ein.
- Wird das Indikatormeßgerät des *KT 100* als Batterieanzeige verwendet, so regelt man mit R33 den Zeigerausschlag etwa in die Mitte des grünen Bereichs ein.

Tabelle 1.1 Gleichspannungen an den Transistoren des Koders (gemessen mit Instrument 20 k Ω /V)

	T 1	T 2	T 3	T 4	T 5	T 6	T 7	T 8	T 9	T 10
E	0	0	0	0	0	0	0	0	0	7,20
B	—0,7	—0,7	0,55	0,55	0,55	0,55	0,55	0,60	0,20	8,0
C	3,3	3,3	0,70	0,70	0,70	0,70	0,70	0,20	0,50	12,0

1.5. Funktion des Schaltstufen-Koders

Für manche Steuerfunktion ist das Relais im ferngesteuerten Modell wegen seiner spezifischen Eigenschaften auch heute noch dem Transistor überlegen. Daher ist es durchaus sinnvoll, auch Schaltstufenanlagen in digitaler Schaltungstechnik aufzubauen. Eine interessante und mit den käuflichen Bauelementen zu realisierende Schaltung fand der Autor in [7]. Betrachtet man die Schaltung des Koders (Bild 1.11), so erkennt man die Funktionsgruppen Taktgeber (astabiler Multivibrator), Kippstufen (RC-gekoppelte Verstärkerstufen) und Verknüpfungsstufe (UND-Gatter mit Transistoren). Der Taktgeber ist unsymmetrisch ausgelegt und weist keine Besonderheiten auf. Dem Taktgeber ist eine Kette von 7 gleichartig aufgebauten Kippstufen nachgeschaltet. Die Haltezeit

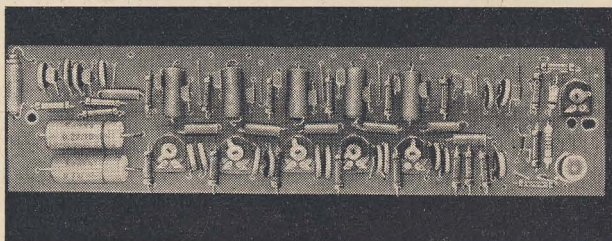


Bild 1.11 Aufbau des Senderimpulsteils von Bild 1.3

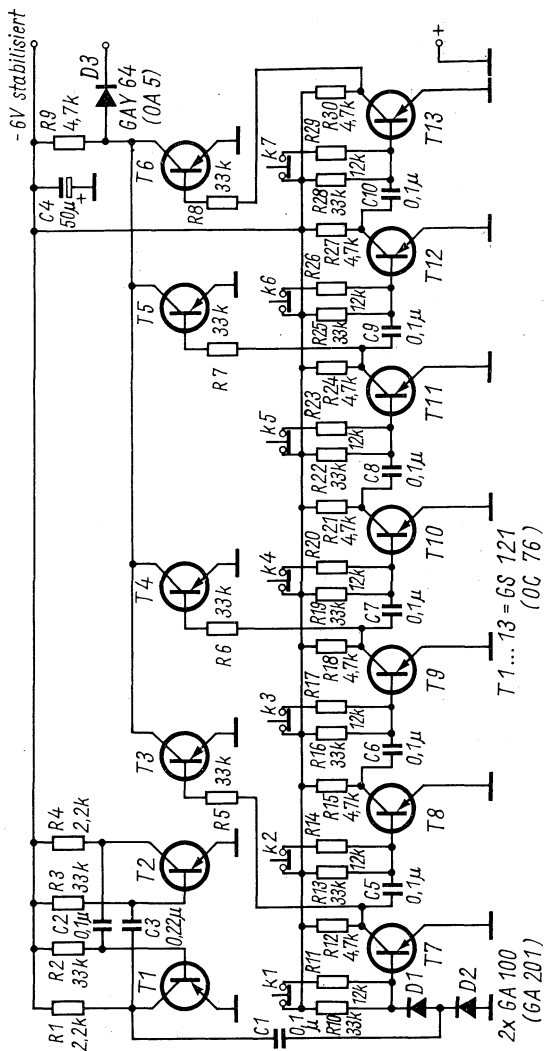


Bild 1.12 Koder (Impulsteil) des Digital-Schaltstufensenders

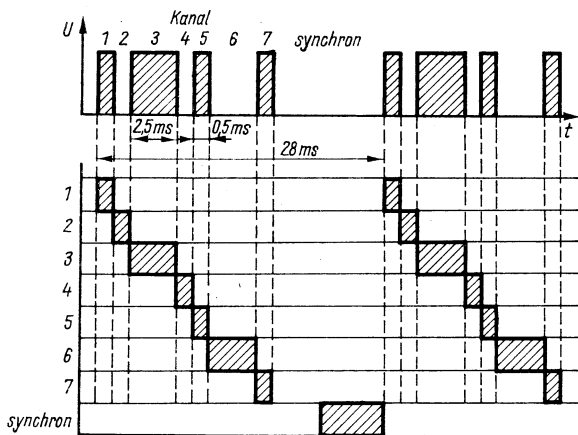


Bild 1.13 Impulsdiagramm zur Schaltung von Bild 1.12

der Kippstufen wird von der Größe des Basiswiderstandes sowie der Größe des Koppelkondensators bestimmt und ist durch Beeinflussung dieser Bauelemente einstellbar.

Die Kippstufen T7 ... T13 werden durch ein positives Signal über die Diode D1 angesteuert. Sie sind denkbar einfach ausgelegt und entsprechen in der Funktion denen der Proportional-schaltung. Bei nicht getastetem Kanal sind die Basiswiderstände R10/R11, R13/R14 usw. parallelgeschaltet. Damit ergibt sich bei nicht getastetem Kanal die kürzeste Impulslänge und bei getastetem Kanal, wenn immer nur ein Basiswiderstand R10, R13 usw. angeschlossen ist, die größte Impulslänge. Die Einzelimpulse werden bei dieser Schaltung nicht über ein Diodengatter aneinandergereiht, sondern über ein Transistorgatter T3 ... T6 verknüpft. Die vier Transistoren bewirken eine zusätzliche Impulsverstärkung und haben einen gemeinsamen Kollektorwiderstand R9.

Die komplette Folge positiver Impulse wird dann über D3 dem Modulator zugeführt. Die Auslegung der Kippstufen bewirkt eine maximale Impulslänge von $2,5\text{ ms}$ und eine minimale Impulslänge von $0,5\text{ ms}$. Nach der Impulsfolge steht die

Pause zur Synchronisation zur Verfügung, so daß von Impulsfolge zu Impulsfolge 128 ms vergehen (Bild 1.2). Daraus ist die Besonderheit dieser Schaltung ersichtlich, die darin besteht, daß durch die Verknüpfung von je 2 Kippstufen über T3 .. T6 die Impulspausen zur Kodierung mit genutzt werden. Aus dieser Tatsache ergibt sich dann auch eine Abweichung in der Auslegung des Dekoders gegenüber dem Dekoder der Proportionalanlagen.

2. HF-Teil des Senders

2.1. Vorbemerkungen

Dem Amateur sind durch Gesetz (GBI. Teil I der DDR vom 13.5.53, Seite 467) von der Deutschen Post die 3 Frequenzbereiche

13560 kHz $\pm$ 0,05 % ($\pm$ 6,78 kHz)

27120 kHz $\pm$ 0,6 % ($\pm$ 162,72 kHz)

461040 kHz $\pm$ 0,2 % ($\pm$ 922,08 kHz)

zur Fernsteuerung von Modellen zugeteilt. Die geringe Bandbreite von $b_{HF} = 13,56$ kHz im 13 560-kHz-Band gestattet bei Anwendung der üblichen Fernsteuerschaltungen keinen Parallelbetrieb von Anlagen. Selbst extrem schmalbandige Digitalfernsteuerungen mit $b_{NF} \leq 5$ kHz würden nur den Parallelbetrieb von 2 Anlagen ermöglichen.

Hinzu kommt, daß bei der Frequenz 13,56 MHz annähernd befriedigende Antennenwirkungsgrade nur mit unhandlich langen Antennen zu realisieren wären (s. Reihe *electronica*, Band 108).

So ist die Tatsache zu verzeichnen, daß dieses Fernsteuerband so gut wie gar nicht für Modellfernsteuerungen genutzt wird. Genausowenig wird das 461-MHz-Band genutzt, obwohl hier die Bandbreite von $b_{HF} = 1,844$ MHz den Parallelbetrieb vieler Fernsteueranlagen ermöglicht und die Störungsaussichten in diesem Band am geringsten sind.

Fakt ist, daß das 27,12-MHz-Band in fast allen Ländern (s. Tabelle 2.1) das Fernsteuerband schlechthin geworden ist und sich damit einer unersprießlichen Überfüllung erfreut. Um dieses Frequenzband maximal auszunutzen, hat sich inzwischen folgende Kanalaufteilung eingebürgert (Tabelle 2.2). Die Empfängerquarzfrequenzen sind in der Tabelle gleich mit eingetragen. Damit besteht die Möglichkeit, bei einer HF-Bandbreite von $b_{HF} = 20$ kHz 12 Fernsteueranlagen gleichzeitig in einem Sende- und Empfangsbereich zu betrei-

Tabelle 2.1 Fernsteuerfrequenzbänder einiger Länder

Land	Frequenzband	maximale HF-Leistung
Belgien	26,96 ... 27,24 MHz; 32,25 ... 32,5 MHz	5 W
BRD	13,56 MHz $\pm$ 0,05 %; 27,12 MHz $\pm$ 0,6 % 40,68 MHz $\pm$ 0,5 %; 433,92 MHz $\pm$ 0,2 %	5 W
ČSSR	27,12 MHz $\pm$ 0,6 %; 40,68 MHz $\pm$ 0,2 % 132,25 MHz $\pm$ 0,1 %	1 W
Dänemark	27,12 MHz $\pm$ 0,6 %	5 W
DDR	13,56 MHz $\pm$ 0,05 %; 27,12 MHz $\pm$ 0,6 % 461,04 MHz $\pm$ 0,2 %	5 W
Finnland	27,12 MHz $\pm$ 0,6 %	5 W
Frankreich	27 ... 27,5 MHz; 144 ... 146 MHz 436 ... 437 MHz	5 W
Holland	27,095 ... 27,145 MHz; 144 ... 146 MHz	5 W
Italien	27,12 MHz $\pm$ 0,6 %; 28 ... 29,7 MHz	5 W
Japan	27,12 MHz $\pm$ 0,6 %; 464 ... 465 MHz	5 W
Norwegen	27,12 MHz $\pm$ 0,6 %	5 W
Polen	27,12 MHz $\pm$ 0,6 %	2 W
Schweiz	13,56 MHz $\pm$ 0,05 %; 27,12 MHz $\pm$ 0,6 % 40,68 MHz $\pm$ 0,5 %	5 W
Schweden	27,12 MHz $\pm$ 0,6 %	5 W
Türkei	27,12 MHz $\pm$ 0,6 %; 40,68 MHz $\pm$ 0,5 %	5 W
UdSSR	28 ... 29,7 MHz, 144,146 MHz; 420 ... 435 MHz	10 W
Ungarn	28 ... 29,7 MHz; 144 ... 146 MHz	10 W
USA	27,12 MHz $\pm$ 0,6 %; 50 ... 54 MHz 464 ... 465 MHz	5 W

ben. Diese Regelung stammt noch aus der Zeit, da für Fernsteueranlagen eine NF-Bandbreite von $b_{\text{NF}} = 10$ kHz vorgesehen werden mußte.

Da die NF-Bandbreite von $b_{\text{NF}} = 10$ kHz eine HF-Bandbreite von $b_{\text{HF}} = 20$ kHz

erforderte (s. Abschn. 2.4.), konnte das 27,12-MHz-Band im Interesse maximaler Störsicherheit nur in 12 Fernsteuerkanäle aufgeteilt werden.

Moderne Digitalanlagen erfordern allerdings nicht mehr die Bandbreite $b_{\text{NF}} = 10$ kHz.

Verzichtet man bei der Impulsübertragung auf extreme Flankensteilheit (was der Praxis durchaus entspricht), so

Tabelle 2.2 Kanalaufteilung des 27,12-MHz-Fernsteuerbands

Kanal	Fernsteuerkanal	Senderquarzfrequenz in MHz	Empfängerquarzfrequenz in MHz	
			für ZF = 460 kHz	für ZF = 455 kHz
1		26,965	26,505	26,510
2	1	26,975	26,515	26,520
3		26,985	26,525	26,530
4	2	26,995	26,535	26,540
5		27,005	26,545	26,550
6		27,015	26,555	26,560
7	3	27,025	26,565	26,570
8		27,035	26,575	26,580
9	4	27,045	26,585	26,590
10		27,055	26,595	26,600
11		27,065	26,605	26,610
12	5	27,075	26,615	26,620
13		27,085	26,625	26,630
14	6	27,095	26,635	26,640
15		27,105	26,645	26,650
16		27,115	26,655	26,660
17	7	27,125	27,665	26,670
18		27,135	26,675	26,680
19	8	27,145	26,685	26,690
20		27,155	26,695	26,700
21		27,165	26,705	26,710
22	9	27,175	26,715	26,720
23		27,185	26,725	26,730
24	10	27,195	26,735	26,740
25		27,205	26,745	26,750
26	11	27,215	26,755	26,760
27		27,225	26,765	26,770
28		27,235	26,775	26,780
29		27,245	26,785	26,790
30	12	27,255	26,795	26,800
31		27,265	26,805	26,810
32		27,275	26,815	26,820

bedeutet dies, daß die Bandbreite von $b_{NF} = 5$ kHz zur Übertragung der Impulstelegramme völlig ausreicht. Damit bietet sich die Möglichkeit, im Fernsteuerband 27,12 MHz weitaus mehr Kanäle, mindestens aber jeden 2. Kanal, zu belegen,

vorausgesetzt, alle betriebenen Anlagen haben eine Bandbreite von $b_{NF} \leq 5$ kHz. Man erkennt, nicht nur bei der Verwirklichung eines modernen Steuerprinzips (Proportionalsteuerung) bringt die Digitalkodierung Fortschritte, sondern auch bei der Bandausnutzung.

Diese Sachlage (volle Bandausnutzung) hat nun aber direkt Rückwirkungen auf die Konstruktion der Sende- und Empfangsanlagen für Modellfernsteuerungen.

Sender und Empfänger müssen aus den erläuterten Gründen selbst unter schwierigen Betriebsbedingungen (wechselnde Temperatur und wechselnde Betriebsspannung entsprechend dem Akku-Ladezustand) extrem frequenzkonstant und hochselektiv arbeiten, andererseits aber einen leichten Kanalwechsel ermöglichen. Beide Forderungen sind nur zu erfüllen, wenn man zum quarzstabilisierten Sender einen quarzstabilisierten Empfänger, in der Regel einen Superhetempfänger, benutzt.

Für Sender- und Empfängeroszillator wird dann ein Schwingquarz in Steckausführung verwendet.

2.2. Oszillator

Eines der Kennzeichen moderner Digitalfernsteuerungen ist der leicht auswechselbare Steckquarz im Senderoszillator. Das Verhalten des Schwingquarzes entspricht dem eines elektrischen Resonanzkreises mit sehr hoher Resonanzgüte ($Q = 10^4$ bis 10^6).

Für den Schwingquarz läßt sich eine Ersatzschaltung nach Bild 2.1 angeben. Darin bilden L_1 (große Induktivität) und C_1 (entsprechend kleine Kapazität) einen Reihenschwingkreis mit dem Verlustwiderstand R_1 .

C_0 ist die Quarzhalterungskapazität. Eine solche Ersatzschaltung hat 2 Resonanzstellen.

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad (2)$$

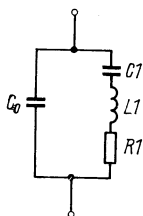


Bild 2.1 Ersatzschaltung des Schwingquarzes

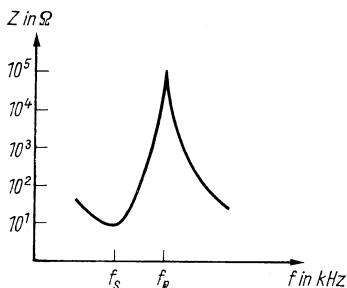


Bild 2.2
Impedanzverlauf des Schwingquarzes

ist die Reihenresonanzstelle und

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L1 \frac{C1 \cdot C_0}{C1 + C_0}}} \quad (3)$$

ist die Parallelresonanzstelle.

Bei Parallelresonanz durchläuft die Impedanz nach Bild 2.2 ein Maximum und bei Reihenresonanz ein Minimum. Für den Frequenzbereich 20 bis 50 MHz werden nur Obertonquarze hergestellt, die auf der 3. Oberwelle schwingen. Obertonquarze werden vorwiegend in Reihenresonanz erregt.

Die Schaltungsauslegung für Reihenresonanz bedingt einen etwas höheren Aufwand, denn zur Erregung benötigt der Obertonquarz einen auf die Resonanzfrequenz abgestimmten Resonanzkreis. Diese Schaltungsart ist andererseits weit-

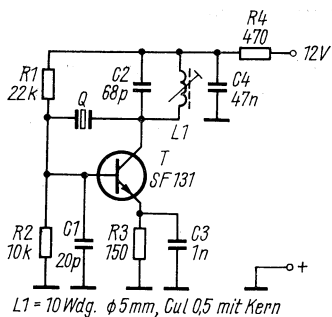


Bild 2.3
Quarzstabilisierter Sender-
oszillator

gehend unabhängig von äußeren Einflüssen und erreicht damit eine hohe Frequenzkonstanz.

Man kann feststellen, daß sich international nicht nur die Schaltungsvariante (LC — Oszillator mit Quarzstabilisierung) durchgesetzt hat, sondern eine ganz spezielle Schaltung, die *Pierce*-Schaltung. Sie erfüllt bei minimalem Schaltungsaufwand die an den Fernsteueroszillator im Sender und auch im Empfänger gestellten Anforderungen optimal (Bild 2.3).

Funktion des Oszillators:

Da der Oszillator je nach Quarz in allen 12 Kanälen gleich gut schwingen soll, muß der Schwingkreis genügend breitbandig ausgelegt sein und wird auf Bandmitte abgestimmt. Der Quarz als frequenzbestimmendes Schaltelement liegt im Rückkopplungsweig der Schaltung. Er wirkt wie ein extrem schmalbandiges Filter, das nur die Kanalfrequenz durchläßt bzw. rückkoppelt.

Somit benötigt man zur Belegung der 12 Fernsteuerkanäle 12 Senderquarze (s. Tabelle 2.2). Von der Möglichkeit, die Resonanzfrequenz des Quarzes durch Zuschaltung von Kapazitäten zu ziehen, sieht man in der Praxis ab.

Im Interesse optimaler elektrischer Eigenschaften des Oszillators, sollte man auf bewährte und bereits dimensionierte Schaltungen zurückgreifen.

Für eigene Experimente können die folgenden Hinweise gewisse Anhaltspunkte sein:

Der Senderoszillator wird nur für kleine Ausgangsleistungen (einige Milliwatt) ausgelegt, da mit ihm weitere Verstärkerstufen angesteuert werden sollen. Mit Rücksicht auf geringe Verzerrungen und große Frequenzstabilität arbeitet der Oszillator im A-Betrieb.

Um die Rückwirkung der folgenden Stufen (Frequenzverwerfung durch Laständerung) klein zu halten, ist nur eine schwache Ankopplung vorzusehen.

Für den Oszillator wird ein Transistortyp gewählt, der im Frequenzbereich 27,12 MHz die erforderliche Leistungsverstärkung bringt. Die Transitfrequenz des Transistors soll daher das 5- bis 10fache der Arbeitsfrequenz von 27,12 MHz betragen.

Zur Stabilisierung des Arbeitspunkts ist die Emitterkombination R3/C3 vorgesehen, außerdem sollte durch den Basisspannungsteiler R1/R2 ein Querstrom fließen, der 10mal größer als der Basisstrom ist.

Da die vom Oszillator abgegebene Leistung von der Größe des Kollektorstroms I_C bestimmt wird, I_C aber wieder von I_B abhängig ist, sollte man unter Beachtung der vorstehenden Forderung auch den Basisspannungsteiler neu dimensionieren, wenn man dem Oszillator eine höhere Leistung entziehen will. Die einem Oszillator maximal entziehbare Leistung ist durch die Größe des über den Quarz fließenden HF-Stroms begrenzt (Zerstörung).

Ein zu großer HF-Strom erwärmt den Kristall und beeinflusst damit die Frequenzstabilität negativ.

Aus diesem Grund legt man den Oszillator möglichst für eine kleine HF-Leistung (aber hohe Schwingsicherheit) aus und erzeugt die erforderliche HF-Leistung in den nachfolgenden Verstärkerstufen.

Die Transistorparameter sollen den Schwingkreis L1/C2 möglichst wenig beeinflussen, daher wird C2 mit 68 pF wesentlich größer als die Kollektorkapazität gewählt. Damit der Oszillator in der Senderschaltung eine möglichst reine Sinus-

schwingung liefert, wird er mit verminderter Betriebsspannung betrieben. Das RC-Glied R_4/C_4 entkoppelt außerdem den Oszillator von den nachfolgenden Leistungsstufen. Durch C_1 erreicht man eine Gegenkopplung. Bei ausgesprochen schwingfreudigen HF-Transistoren sollte C_1 gegenüber dem angegebenen Wert vergrößert werden, damit der Oszillator mit allen 12 Kanalquarzen gleich gut schwingt. Bei Verwendung eines anderen Transistortyps im Oszillator ist der Wert für C_2 experimentell neu zu ermitteln.

Für die sichere Funktion des Senders stellt man den Oszillator auf den Punkt maximaler Schwingsicherheit ein (Bild 2.4). Stimmt man den Oszillator durch Eindrehen des Kerns in die Spule L_1 ab, so ändert sich der Kollektorstrom etwa nach der Kurve entsprechend Bild 2.4. Man sucht also das Maximum von I_C und dreht dann den Kern um eine halbe Umdrehung zurück.

Infolge der breitbandigen Auslegung des Oszillators ist die Resonanzstelle nicht sehr scharf ausgeprägt.

Soll das ganze Fernsteuerband belegt werden, so stimmt man auf Bandmitte ab, anderenfalls auf den jeweils benutzten Kanal. Nach Einstellung auf maximale Schwingsicherheit prüft man mit allen Kanalquarzen (sofern vorhanden) die Stromaufnahme des Oszillators und muß hierbei, ebenso wie beim Wiederanschalten der Betriebsspannung, annähernd

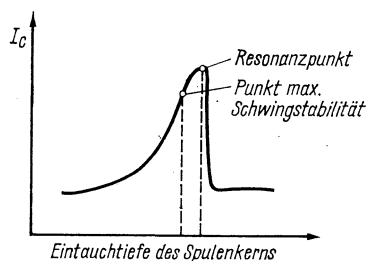


Bild 2.4
Abgleichkurve des Sender-
oszillators

auf den gleichen Wert kommen. Sollte die Stromaufnahme um mehr als ± 1 mA differieren, dann ist C1 zu vergrößern und L1 neu einzustellen.

2.3. Treiber- und Endstufe

Aus den in Abschnitt 2.2. dargelegten Gründen sollte man zur Erzielung von HF-Leistungen $P_{HF} > 100$ mW eine Treiberstufe vorsehen. Steht allerdings für die HF-Endstufe des Senders ein leistungsfähiger HF-Transistor zur Verfügung, der bereits mit kleinen Steuerleistungen auskommt, so kann auch ein zweistufiger HF-Teil gute Ergebnisse liefern (Bild 2.15). Da für die Auslegung von Treiber- und Endstufen prinzipiell die gleichen Überlegungen gelten, werden sie auch gemeinsam besprochen.

Treiber- wie auch Endstufen arbeiten als Großsignalverstärker. Großsignalverstärkung bedeutet, daß die Betriebsspannung bis zur Kollektorrestspannung des Transistors durchgesteuert wird. Je geringer die Kollektorrestspannung ist, um so höher wird der Wirkungsgrad sein, mit dem die Verstärkerstufe arbeitet. Die Transistoren der Reihe *SF 121 ... 127* haben ein $U_{CErest} = 0,15$ V.

Ein weiteres Kennzeichen eines guten HF-Leistungstransistors ist die kleine Kollektor-Basiskapazität und deren geringe Spannungsabhängigkeit. Der Transistor *SF 127* hat eine Ausgangskapazität $C_{22b} = 12$ pF. Die von einem Transistor abgegebene Ausgangsleistung ist abhängig von der Betriebsspannung U_B und vom Lastwiderstand R_L nach der Gleichung:

$$P_{ab} = \frac{U_{CE}^2}{2 \cdot R_L} \quad (4)$$

Bei der Auslegung einer Leistungsstufe sind weiter folgende Transistorparameter genau zu beachten:

- a) maximale Verlustleistung P_{tot}
- b) maximaler Kollektorstrom I_{Cmax}

c) maximale Kollektorspannung U_{CEmax}

d) Eingangs- und Ausgangsimpedanzen X_e und X_a

e) HF-Stromverstärkung (T-Grenzfrequenz)

Die Einhaltung von Punkt a) ist durch ausreichende Kühlung zu gewährleisten.

I_{Cmax} entnimmt man den Datenblättern ebenso U_{CEmax} .

Im Verstärkerbetrieb ist daher die Betriebsspannung U_B :

$$U_B = \frac{U_{CEmax}}{2}$$

Für Punkt d) wird ein Berechnungsbeispiel angegeben.

Für Punkt e) kann etwa als Richtwert gelten, daß HF-Leistungsstufen nur bis zur halben Transitfrequenz f_T betrieben werden sollen, da hier die Leistungsverstärkung bereits auf 12 dB abgesunken ist. Bei einem HF-Leistungsverstärker strebt man eine hohe Verstärkung bei gutem Wirkungsgrad an, nicht zuletzt, um die Kapazität der Stromquellen optimal zu nutzen. Der Transistor kann in A-, B- oder C-Betrieb arbeiten. Die Betriebsart wird durch den Stromflußwinkel charakterisiert (Bild 2.5). Der A-Betrieb wird angewendet, wenn Leistungen mit minimalen Verzerrungen verstärkt werden sollen. Der theoretische Wirkungsgrad beträgt maximal 50 %.

Die im B-Betrieb auftretenden Verzerrungen können durch Gegentaktbetrieb vermieden werden. Der B-Verstärker benötigt eine sehr temperaturstabile Arbeitspunkteinstellung. Der theoretische Wirkungsgrad beträgt im B-Betrieb maximal 78,5 %.

Da der C-Betrieb einen theoretischen Wirkungsgrad von 89,7 % ermöglicht, hat diese Betriebsart die größte Bedeutung für Leistungsverstärkerstufen erlangt. Die Verstärkung ist im C-Betrieb geringer als im A- oder B-Betrieb. Da ohne An-

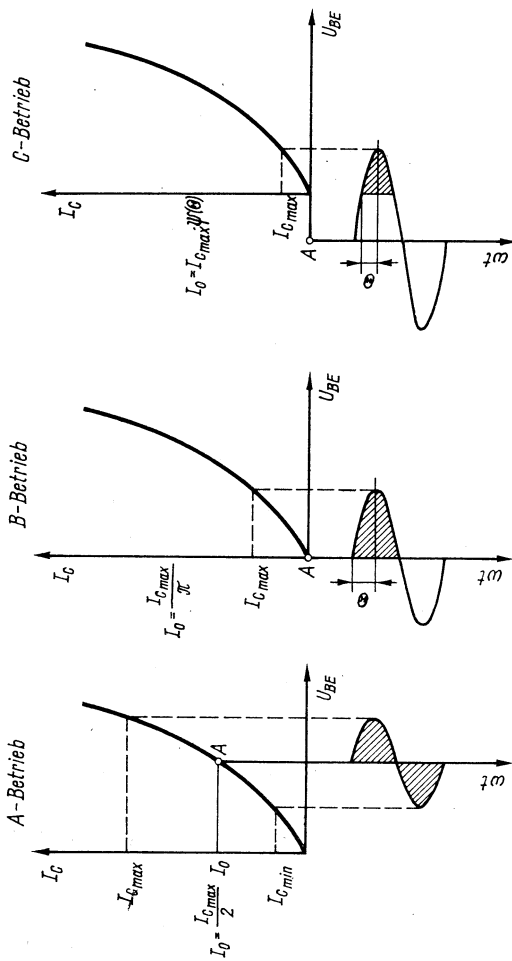


Bild 2.5 Lage des Arbeitspunkts auf der I_C/U_{BE} -Kennlinie eines Transistors bei A-, B- und C-Betrieb

steuerung der Stufe nur der Kollektorsperrstrom durch den Transistor fließt, besteht gute thermische Stabilität.

Ein Nachteil des C-Betriebs ist der große Anteil von Ober-

wellen. Um die gesetzlichen Bestimmungen (s. Reihe *electronica*, Band 108, Seite 8 bis 12) einzuhalten, müssen abgestimmte Schwingkreise die unerwünschten Oberwellen unterdrücken und die Grundwelle aussieben. Dafür ist ein hohes Verhältnis von Q_0 (Schwingkreisgüte unbelastet) zu Q_L (Schwingkreisgüte belastet) anzustreben, um einen hohen Schwingkreiswirkungsgrad zu realisieren.

$$\eta_{kr} = 1 - \frac{Q_L}{Q_0} \quad (5)$$

Der C-Betrieb führt zu einfachsten Schaltungsauslegungen. Die Vorspannung der Basis-Emitterstrecke in Sperrichtung erreicht man durch einen Widerstand in der Basis- oder Emittterleitung. Der mit einem Kondensator überbrückte Emittterwiderstand (bei Fernsteuersenderendstufen 5 bis 10Ω) bietet außerdem den Vorteil, über eine Spannungsmessung den Emittterstrom zu ermitteln (einfache Output-Anzeige). (Siehe Bild 2.16).

Berechnungsbeispiel für eine Senderendstufe:

Mit dem Transistor *SF 127* ist eine Senderendstufe für 27,12 MHz und B-Betrieb ($\Theta \approx 90^\circ$) zu entwerfen.

Für den Transistor *SF 127* werden folgende Daten angegeben:

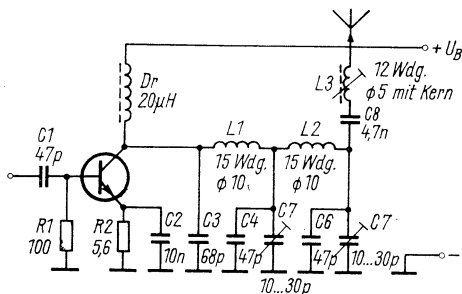


Bild 2.6 Senderendstufe

$$\begin{aligned}
U_{CEmax} &= 30 \text{ V} & f_T &= 100 \text{ MHz} \\
I_{Cmax} &= 500 \text{ mA} & C_{22b} &= 12 \text{ pF} \\
P_{tot} &= 600 \text{ mW} & U_{CErest} &= 1,5 \text{ V} \\
R_{i\text{therm}} &= 60 \frac{\text{grd}}{\text{W}}
\end{aligned}$$

U_B wird zu 12 V (maximal 15 V) gewählt.

Für $\theta = 90^\circ$ wird der Spitzenstrom der Grundwelle:

$$\begin{aligned}
\hat{i}_{cl} &= I_{Cmax} \cdot 0,5 \\
\hat{i}_{cl} &= 400 \text{ mA} \cdot 0,5 = 200 \text{ mA}
\end{aligned} \tag{6}$$

Für I_{Cmax} werden 400 mA angenommen. Der Gleichstromanteil des Kollektorstroms berechnet sich nach:

$$\begin{aligned}
I_C &= i_{Cmax} \cdot \varphi \\
I_C &= 400 \text{ mA} \cdot 0,32 = 128 \text{ mA}
\end{aligned} \tag{7}$$

Der Kollektorarbeitswiderstand des Transistors ergibt sich zu:

$$R_L = \frac{U_B - U_{CErest}}{i_{cl}} \tag{8}$$

$$R_L = \frac{12 \text{ V} - 1,5 \text{ V}}{200 \text{ mA}} = \frac{10,5 \text{ V}}{200 \text{ mA}} = 50,25 \Omega$$

Damit erhält man eine Ausgangsleistung nach (4):

$$P_{ab} = \frac{U_{CE}^2}{2 \cdot R_L} = \frac{10,5^2 \text{ V}^2}{2 \cdot 50,25 \Omega} = \frac{110 \text{ V}^2}{105 \Omega} = 1,05 \text{ W}$$

$$\text{Mit } \eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}} \tag{9}$$

erhält man den Kollektorwirkungsgrad zu

$$\eta = \frac{1,05 \text{ W}}{12 \text{ V} \cdot 6,128 \text{ A}} = \frac{1,05 \text{ W}}{1,54 \text{ W}} = 0,65.$$

Die im Transistor in Wärme umgesetzte Verlustleistung P_V beträgt unter Berücksichtigung der Steuerleistung P_{ST} :

$$P_V = P_{zu} - P_{ab} + P_{ST} \quad (10)$$

Für 1,3 W Ausgangsleistung nimmt man 0,13 W Steuerleistung an.

$$P_V = 1,54 \text{ W} - 1,05 \text{ W} + 0,1 \text{ W}$$

$$P_V = 0,39 \text{ W}$$

Für die Verlustleistung $P_V = 0,39 \text{ W}$ muß der Transistor gekühlt werden, damit die zulässige Sperrschichttemperatur $T_j = 175^\circ\text{C}$ nicht überschritten wird.

Als maximale Umgebungstemperatur wird $T_a = 75^\circ\text{C}$ angenommen. Damit errechnet sich der Wärmewiderstand nach

$$R_{\text{therm}} = \frac{T_j - T_a}{P_T} \quad (11)$$

zu
$$R_{\text{therm}} = \frac{175^\circ\text{C} - 75^\circ\text{C}}{0,39 \text{ W}}$$

$$R_{\text{therm}} = \frac{256 \text{ grad}}{\text{W}}.$$

Für den inneren Wärmewiderstand des *SF 127* gibt das Datenblatt

$$R_{\text{itherm}} = 60 \frac{\text{grad}}{\text{W}}$$

an.

Damit errechnet sich der Wärmewiderstand der Kühlfläche nach

$$R_{\text{atherm}} = R_{\text{therm}} - R_{\text{itherm}} \quad (12)$$

zu
$$R_{\text{atherm}} = 256 \frac{\text{grad}}{\text{W}} - 60 \frac{\text{grad}}{\text{W}}$$

$$R_{\text{atherm}} = 196 \frac{\text{grad}}{\text{W}}.$$

Die erforderliche Kühlfläche F errechnet man mit Hilfe der Wärmeaustauschkonstanten nach

$$F = \frac{1}{\alpha \cdot T_{\text{therm}}} \quad (13)$$

zu
$$F = \frac{1}{1,5 \frac{\text{mW}}{\text{grd}} \text{ cm}^2 \cdot 0,196 \frac{\text{grd}}{\text{mW}}}$$

$$F = \frac{1 \text{ cm}^2}{0,294} = 3,4 \text{ cm}^2.$$

Für ruhende Luft wird

$$\alpha = 1,5 \frac{\text{mW}}{\text{grd cm}^2}$$

angenommen.

Bei dem Senderaufbau nach Bild 2.19 wurde die Kühlfläche durch einen straff sitzenden Kühlstern realisiert.

Wie die Rechnung erkennen läßt, ist der Endstufentransistor damit ausreichend gekühlt.

Da der Ausgangswiderstand des Transistors im durchgerechneten Beispiel zu $R_a = 50 \Omega$ ermittelt wurde, der Antennenfußpunktwiderstand der abgestimmten $\lambda/4$ -Stabantenne aber $R_{\text{Ant}} = 36 \Omega$ beträgt, muß zur Erzielung einer maximalen Ausgangsleistung der Transistorausgangswiderstand R_a an den Antennenwiderstand R_{Ant} angepaßt werden. Diese Anpassung erreicht man durch ein geeignetes LC-Netzwerk mit Filtereigenschaft, das gleichzeitig unerwünschte Frequenzen dämpft. Die Unterdrückung der Oberwellen im Kollektorstrom verbessert außerdem den Wirkungsgrad der Endstufe. Die maximale Ausgangsleistung P_{ab} berechnet man nach [4]. Die Wahl des Anpassungsnetzwerks hängt in starkem Maße von der Arbeitsfrequenz und der Leistung ab.

Das in Sendern für Modellfernsteuerungen fast ausschließlich angewendete Anpassungsnetzwerk ist das Pi-Filter, auch unter der Bezeichnung *Collins-Filter* bekannt. Das Pi-Filter ist ein

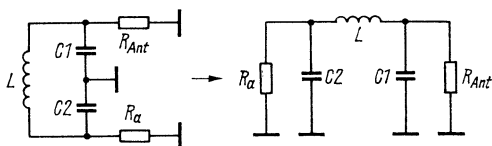


Bild 2.7 Ableitung des Pi-Filters aus dem Parallelschwingkreis

Parallelschwingkreis, bei dem die Widerstandstransformation durch einen kapazitiven Spannungsteiler vorgenommen wird (Bild 2.7). Zur leichteren Einstellung der Frequenz und des optimalen Transformationswertes werden C1 und C2 als Trimmer ausgebildet.

Berechnungsbeispiel für ein Pi-Filter:

Die $\lambda/4$ -Antenne ist mit dem Transistor *SF 127* anzusteuern. Welche Werte ergeben sich für das Pi-Filter, wenn folgende Betriebsdaten angenommen werden?

$$f_0 = 27,12 \text{ MHz} \quad Q_L = 0,5$$

$$R_a = 50 \, \Omega$$

$$R_{Ant} = 36 \, \Omega$$

Für den Fall, daß $R_a > R_{Ant}$, lassen sich die Werte für L und C wie folgt berechnen:

$$\text{Mit} \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (14)$$

$$\omega = 6,28 \cdot 27,12 \cdot 10^6 \frac{1}{s}$$

$$\omega = 1,712 \cdot 10^8 \frac{1}{s}$$

$$\text{wird} \quad C1 = \frac{2 \cdot Q_L}{\omega(R_a + \sqrt{R_a \cdot R_{Ant}})} \quad (15)$$

$$C1 = \frac{2 \cdot 0,5 \cdot s}{1,7 \cdot 10^8 (50 \, \Omega + \sqrt{50 \, \Omega \cdot 36 \, \Omega})}$$

$$C1 = 63,5 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{2 \cdot Q_L}{\omega \cdot (R_{\text{Ant}} + \sqrt{R_a \cdot R_{\text{Ant}}})} \quad (16)$$

$$C_2 = \frac{2 \cdot 0,5 \cdot s}{1,7 \cdot 10^8 (36 \, \Omega + \sqrt{50 \, \Omega \cdot 36 \, \Omega})}$$

$$C_2 = 75 \, \text{pF}$$

$$L = \frac{R_a + R_{\text{Ant}} + 2 R_a \cdot R_{\text{Ant}}}{2 \cdot Q_L \cdot \omega} \quad (17)$$

$$L = \frac{42 \, \Omega + 36 \, \Omega + 2 \sqrt{50 \, \Omega \cdot 36 \, \Omega} \cdot s}{2 \cdot 0,5 \cdot 1,7 \cdot 10^8}$$

$$L = 1,07 \, \mu\text{H}.$$

Werden Leistungsstufen über ein Pi-Filter angepaßt, so rechnet man in der Regel mit einer Betriebsgüte $Q_L \sim 5$.

Rechnet man das vorliegende Beispiel mit diesem Wert durch, so kommt man bei der angenommenen Leistung auf relativ große Kreiskapazitäten und eine sehr kleine Induktivität. Damit ließe sich aber nicht mehr die erforderliche Leerlaufgüte von $Q_0 \sim 80$ bis 100 für L verwirklichen.

Abhilfe schafft man, indem die Betriebsgüte auf $Q_L \sim 0,5$, in der Regel auf $Q_L \sim 2$ bis 3, gesenkt wird. Damit ändert sich das LC-Verhältnis des Schwingkreises, und man erhält so die erforderliche Leerlaufgüte. Das Pi-Filter läßt sich in Leistungsstufen bis 1 W anwenden. Man erzielt damit eine bessere Oberwellenunterdrückung als mit dem normalen Parallelschwingkreis. Vergleicht man die errechneten Werte mit den Angaben der Schaltungen, so kann man eine recht gute Übereinstimmung feststellen. Werden im Pi-Filter Luftspulen eingesetzt, so kann man sie nach der Formel (s. Bild 2.8)

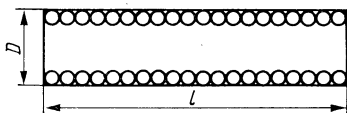


Bild 2.8 Luftspule

$$L = \mu_0 \cdot w^2 \frac{\pi \cdot D^2}{4 \sqrt{1^2 + D^2}} \quad (18)$$

berechnen.

Für diese Spulen gilt

$$50 D < l < 10 D$$

$$\text{mit } \mu_0 = 1,2566 \cdot 10^{-6} \text{ H/m.}$$

Zur Überprüfung der Berechnung des Pi-Filters kann man mit den Werten die Resonanzfrequenz ermitteln.

$$\text{Mit } C_{\text{ges}} = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2} \quad (19)$$

erhält man die Schwingkreiskapazität

$$C_{\text{ges}} = \frac{72,5 \cdot 78}{72,5 + 78} \text{ pF} = 37,5 \text{ pF}$$

und mit

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L \cdot C}} \quad (20)$$

die Resonanzfrequenz zu

$$f = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \sqrt{37,5 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot 0,92 \cdot 10^{-6} \text{ H}}}$$

$$f = 27,12 \text{ MHz.}$$

Eine noch bessere Anpassung und Oberwellenunterdrückung, vor allem bei höheren Sendeleistungen, erzielt man durch Anwendung eines Doppel-Pi-Filters (Bild 2.9).

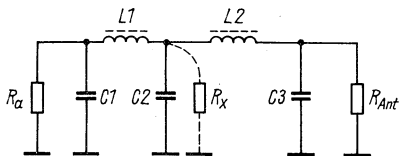


Bild 2.9
Doppel-Pi-Filter

Rx ist hier als Ausgangswiderstand für das erste und als Eingangswiderstand für das zweite Filter aufzufassen. Das zweite Filter ist genau wie das erste zu berechnen. Das Beispiel für ein Doppel-Pi-Filter findet man in der Schaltung des 3stufigen Sender-HF-Teils (Bild 2.16).

Genügende Beachtung ist auch dem sachgerechten Aufbau der Sendeantenne zu widmen.

2.4. Modulator

In den vorangegangenen Abschnitten wurden die Baustufen zur Gewinnung des Signals und der HF-Trägerschwingung besprochen. Soll das Signal aber von der HF-Schwingung übertragen werden, so muß es der HF-Trägerschwingung aufgeprägt — muß die HF mit dem Signal moduliert werden.

Das Signal wird im Empfänger dann wieder von der Trägerschwingung getrennt — demoduliert — und den Auswertestufen zugeführt. Die HF-Schwingung läßt sich durch die mathematische Form

$$f(t) = A \cdot \cos(\omega_{\text{HF}} t + \varphi) \quad (21)$$

(A-Amplitude, ω_{HF} -Frequenz, φ -Phase) beschreiben.

Damit bieten die 3 Bestimmungsstücke Amplitude, Frequenz und Phase auch die 3 Modulationsmöglichkeiten. Je nachdem, welches Bestimmungsstück einer zeitlichen Änderung unterworfen wird, spricht man von der

Amplituden-, Frequenz- oder Phasen-Modulation.

Die älteste und bekannteste Modulationsart ist die Amplitudenmodulation. Bei ihr wird die Amplitude des Trägers im Takt der NF beeinflusst, d. h., die Sendeleistung schwankt mit der Modulation (Bild 2.10).

Die modulierte HF-Schwingung wird durch die Gleichung

$$U(t) = U_0 \cdot \cos \omega_{\text{HF}} t (1 + m \cdot \cos \omega_{\text{NF}} t) \quad (22)$$

beschrieben, aus der man durch Umformung

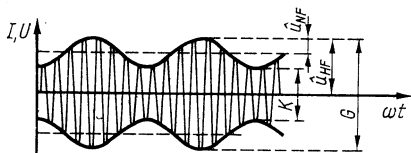


Bild 2.10 Amplitudenmodulierte Trägerschwingung

$$U(t) = U_0 \left[\cos \omega_{HF} t + \frac{m}{2} \cos(\omega_{HF} + \omega_{NF}) t + \frac{m}{2} (\cos \omega_{HF} - \omega_{NF}) t \right] \quad (23)$$

erhält.

Die Stärke der Modulation wird durch den Modulationsgrad m beschrieben.

$$m \text{ ist als Verhältnis definiert: } m = \frac{G - K}{G + K} \cdot 100\% \quad (24)$$

(Siehe auch Bild 2.10).

Aus der Gleichung (23) erkennt man, daß die modulierte Schwingung neben dem Träger (ω_{HF}) noch die beiden Seitenbänder ($\omega_{HF} + \omega_{NF}$) und ($\omega_{HF} - \omega_{NF}$) enthält. Dabei sind die Seitenbänder die eigentlichen Träger der Information, sie haben aber nur die halbe Amplitude der HF-Schwingung. Daraus ergibt sich für den Fernsteueramateur die Schlußfolgerung, daß er einen möglichst hohen Modulationsgrad ($m \sim 100\%$) anstreben muß, da das mit maximaler Reichweite gleichbedeutend ist. Bei den beschriebenen Senderschaltungen erkennt man, daß die Trägerschwingung von ihrem Maximalwert, dem „Oberstrich“, abwärts moduliert wird. Diese Abwärtsmodulation hat den Nachteil, daß die Leistung der Seitenbänder geringer ist als bei Aufwärtsmodulation, wie sie Bild 2.10 zeigt. Diesen Nachteil erkauft man sich aber durch entscheidende Schaltungsvorteile (Vereinfachung) und erzielt die genügende Reichweite durch entsprechende Herauf-

setzung der Oberstrichleistung. Letzteres ermöglichen Si-Transistoren ohne Schwierigkeiten, so daß sich diese Modulationsform in Fernsteuersendern allgemein durchgesetzt hat. Aus Bild 2.10 ist aber auch weiterhin ersichtlich, daß bei der Amplitudenmodulation die Modulationsleistung bis zu 50 % der Trägerleistung betragen kann (bei $m = 100\%$). Prinzipiell kann die Modulation an jeder Stelle des Senders erfolgen, an der die Trägeramplitude beeinflußt werden kann. Da es sich bei der Digitalfernsteuerung um eine reine Impulsmodulation handelt, kann man mit einfacher Austastung der betreffenden Stufe arbeiten.

Die geringste Modulationsleistung benötigt man, wenn man den Oszillator moduliert. In Abschnitt 2.2. wurde aber schon erläutert, welche Nachteile dieser Modulationsart anhaften. Voraussetzung für ihre Anwendung ist ein sehr schwingfreudiger Oszillatortransistor, und selbst dann ist die optimale Einstellung des Oszillators recht kritisch. Technisch vorteilhafter und mit den handelsüblichen Transistoren auch leichter zu beherrschen ist die Treiberstufenmodulation nach Bild 2.16. Hier kommt man noch mit relativ kleiner Modulationsleistung aus und erzielt trotzdem ein einwandfrei moduliertes Signal. Will man nicht den Aufwand der modulierten Pufferstufe betreiben, so kann man auch die Endstufe modulieren (Bild 2.15).

Da in diesem Fall der Modulatortransistor ebenfalls thermisch belastet wird, ist für ausreichende Kühlung zu sorgen.

2.5. Antenne

Auf die Antennenprobleme wird in diesem Zusammenhang nur kurz und unter praktischer Sicht eingegangen.

Ausführlicher kann der interessierte Amateur in der Literatur [13] und [14] nachlesen.

Für Fernsteuersender im 27,12-MHz-Band werden gewöhnlich

$\frac{\lambda}{4}$ -Stabantennen mit vertikaler Polarisierung verwendet.

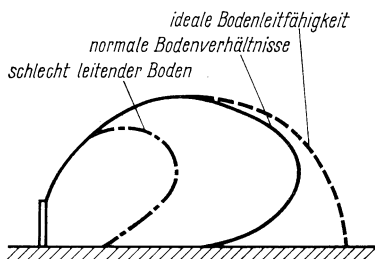


Bild 2.11
Antennendiagramm

Dadurch erhält man „handliche“ Antennenabmessungen und eine für den Fernsteuerbetrieb zufriedenstellende Richtcharakteristik (Rundstrahler).

In Bild 2.11 ist schematisch das Vertikaldiagramm der $\frac{\lambda}{4}$ -

Sendeantenne dargestellt. Daraus kann man ablesen, daß in Richtung der Antennenachse das Strahlungsminimum vorliegt. Man sollte immer die „Breitseite“ (Richtung der Normalen) der Sendeanenne auf das Modell richten. Dabei sollen Empfänger- und Sendeanenne parallel gerichtet sein, damit die Senderfeldstärke optimal ausgenutzt wird.

Der $\frac{\lambda}{4}$ -Strahler für 27,12 MHz hätte eine Länge von 2,62 m.

In der Praxis liegt aber die Antennenlänge zwischen 1,80 ...

1,10 m. Für die $\frac{\lambda}{4}$ -Stabantenne errechnet man einen Fußpunkt-widerstand von

$$R_{\text{Ant}} \sim 37 \Omega.$$

Wird die Antenne kürzer als $\frac{\lambda}{4}$ (2,62 m), so wird der Widerstand $R_{\text{Ant}} < 37 \Omega$ und komplex.

Um zufriedenstellende Strahlungsverhältnisse herzustellen, muß der Blindanteil des Antennenwiderstandes kompensiert und damit der Fußpunktwiderstand von $37\ \Omega$ eingestellt werden.

Da der Blindanteil des Antennenwiderstandes der verkürzten Antenne kapazitiv ist, kann man ihn durch eine Spule, der Antennenverlängerungsspule, kompensieren.

Für die Einschaltung der Verlängerungsspule haben sich zwei Lösungen bewährt, die Fußpunktspule und die Zentralladenspule (CLC-Antenne). Für den Senderaufbau des Verfassers wurde auf der Platine des Sender-HF-Teils (Bild 1.18) eine Fußpunktspule vorgesehen. Mit dem Kern der Spule kann der Blindanteil der verkürzten Antenne genau kompensiert werden (s. Abschnitt 2.3.). Der Vollständigkeit halber ist in Bild 2.12 der Bauvorschlag einer CLC-Antenne wiedergegeben.

Bei Benutzung der abgestimmten CLC-Antenne entfällt die Fußpunktspule auf der Platine.

Durch die CLC-Antenne kann man die abgestrahlte HF-Leistung geringfügig erhöhen. Dem steht aber gegenüber,

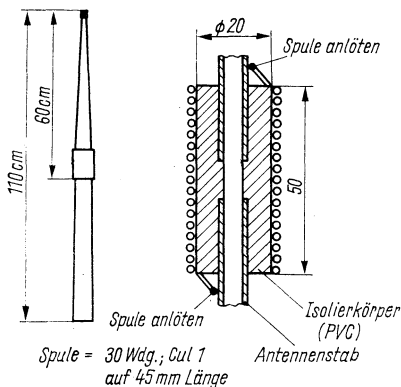


Bild 2.12
CLC-Antenne

daß die CLC-Antenne in ihrem Aufbau komplizierter als die einfache Stabantenne ist. Der Amateur muß selbst entscheiden, ob er diese Reichweitereserve benötigt.

In beiden Fällen sollte man möglichst verlustarme Spulen aufbauen, da sie den Antennenwirkungsgrad stark beeinflussen. Sendeantennen mit Verlängerungsspulen sind recht empfindlich gegen die Handkapazität, eine Erscheinung, die man beim Abgleich feststellen wird. Um den Einfluß der Handkapazität zu verringern, kann man das Sendergehäuse mit einem isolierenden Überzug (Kunstleder) versehen.

Damit verringert man das Gegengewicht des $\frac{\lambda}{4}$ -Strahlers.

In der Folge sinkt der Strahlungswiderstand etwas, letzteres kann durch die Abstimmung des Pi-Filters ausgeglichen werden, aber der Abgleich des Senders ist nicht mehr ganz so kritisch (nicht so handempfindlich).

Moderne Sendergehäuse sind daher ganz aus Kunststoff oder haben einen isolierenden Überzug.

2.6. Sendeleistung und Reichweite

Damit der Fernsteueramateur annähernd einen Überblick über die Faktoren erhält, die auf die Reichweite einer Anlage Einfluß nehmen, seien diese im folgenden kurz dargestellt. Die Betrachtungen über die Wellenausbreitung gelten annähernd für den Frequenzbereich von 25 bis 150 MHz. Die Reichweite der Wellen dieses Bereiches entspricht praktisch der optischen Sichtweite. Infolge Beugung und Brechung des Sendestrahls in dichteren Luftschichten kann die Funksichtweite etwa 20 % größer als die optische Sichtweite sein.

Die Funksichtweite berechnet man für ebenes Gelände nach

$$S_R/(\text{km}) = 4,12 \left(\sqrt{h_S/(\text{m})} + \sqrt{h_E/(\text{m})} \right) \quad (25)$$

mit

S_R = Funksichtweite,

h_S = Höhe der Sendeantenne,
 h_E = Höhe der Empfängerantenne.

Für ein ferngesteuertes Schiffsmodell bzw. Flugmodell in Bodennähe ergibt sich für $h_S = 2,5$ m und $h_E = 1$ m eine Radiosichtweite von $S_R = 10,95$ km.

Selbst wenn sich die Funksichtweite durch die Schattenwirkung von Hindernissen verringert, ist sie für die sichere Fernsteuerung von Flug- und Schiffsmodellen noch ausreichend. Zur Berechnung der Strahlungsleistung eines Senders bezieht

man sich auf den $\frac{\lambda}{2}$ -Dipol. Der Antennenwirkungsgrad des

$\frac{\lambda}{2}$ -Dipols beträgt $\eta_A = 1$.

Da aber Fernsteuersender mit verkürzten Antennen arbeiten, beträgt η_A meist nur 0,2 bis 0,5 — je nach der Antennenlänge. Antennenverlängerungsspulen am Fußpunkt oder in der Mitte der Antenne verbessern deren Abstimmung und erhöhen damit den Wirkungsgrad. Gleichzeitig reagiert die Antenne empfindlicher auf Abstimmänderungen, z. B. die Annäherung an leitende Flächen (Wände, Menschen). Das zeigt bereits, daß sich für die Strahlungsleistung nur Näherungswerte angeben lassen, die je nach den Betriebsbedingungen von den berechneten Werten abweichen.

In der Hauptstrahlrichtung (senkrecht zu den Antennenstäben) erzeugt der $\frac{\lambda}{2}$ -Dipol im freien Raum eine Feldstärke E_0

von:

$$E_0 = \frac{7 \cdot \sqrt{P_S}}{R} \quad (26)$$

E_0 = Freiraumfeldstärke in $\frac{V}{m}$

P_S = Strahlungsleistung in W

R = Entfernung in m

Die Gleichung (26) gilt nur für den freien Raum. Da die Modelle

aber auch in Bodennähe ferngesteuert werden sollen, ist die Reflexion an der Erdoberfläche zu berücksichtigen, da sie die mit Gleichung (26) errechneten Werte reduziert. Für Frequenzen über 25 MHz kann der Erdboden als gut leitende Fläche betrachtet werden. Eine auftreffende Welle wird wie an einem Spiegel verlustfrei reflektiert und erfährt dabei einen Phasensprung von 180° . Sie breitet sich aber nach der Reflexion gegenphasig zur Ursprungswelle weiter aus.

Zur Erläuterung der Wellenausbreitung in Bodennähe sind die Verhältnisse in Bild 2.13 dargestellt.

An der Empfangsantenne kommen also 2 Sendestrahlen an, der direkte und der reflektierte Strahl. Wären die Entfernungen S_1 und S_2 gleich groß, träte an Punkt E infolge der 180° Phasendrehung der reflektierten Welle die totale Auslöschung der Sendewelle ein. Nur bei Wegdifferenzen (Laufzeitunterschieden) zwischen S_1 und S_2 ergibt sich am Empfänger eine Differenzspannung der beiden Sendestrahlen.

Die Differenzspannung wird um so größer sein, je höher sich h_S und h_E über dem Erdboden befinden. Die Antennenhöhe hat damit einen wesentlichen Einfluß auf die Senderreichweite. Unter Berücksichtigung der Bedingungen Bodenreflexion, ebenes Gelände und innerhalb der Funksichtweite erhält man für die Feldstärke E

$$E = \frac{7 \cdot \sqrt{P_S} \cdot 4 \cdot \pi \cdot h_S \cdot h_E}{R^2 \cdot \lambda} \quad (27)$$

und bei Umstellung nach R (Senderreichweite)

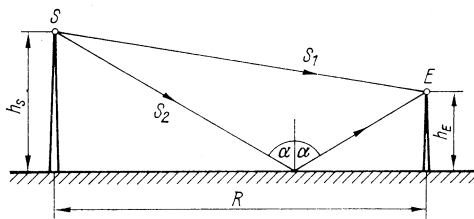


Bild 2.13 Reichweite des Fernsteuersenders

$$R^2 = \frac{7 \cdot \sqrt{P_S} \cdot 4 \cdot \pi \cdot h_S \cdot h_E}{E \cdot \lambda}$$

Mit der Empfangsfeldstärke E liefert ein $\frac{\lambda}{2}$ -Dipol bei Leistungsanpassung die Spannung $U_{\frac{\lambda}{2}}$:

$$U_{\lambda/2} = \frac{E \cdot \lambda}{2 \cdot \pi} \quad (28)$$

Beispiel:

Gegeben: Fernsteuersender für 27,12 MHz
 Sendeleistung $P_S = 200$ mW
 Antennenwirkungsgrad des Senders $\eta_{AS} = 0,3$
 Antennenhöhe $h_S = 1,5$ m
 Empfängerempfindlichkeit $U_E = 4 \mu V$
 Antennenwirkungsgrad des Empfängers $\eta_{AE} = 0,1$
 Antennenhöhe des Empfängers $h_E = 50$ m
 Für Schwund durch Abweichung der Empfängerantenne von der Hauptstrahlrichtung wird ein Sicherheitsfaktor von 10 vorgesehen.

Gesucht: maximale Reichweite (R).

Aus (28) erhält man:

$$E = \frac{U_{\lambda/2} \cdot 2 \cdot \pi}{\lambda}$$

$$E = \frac{4 \mu V \cdot 2 \cdot \pi}{11,06 \text{ m}} = 2,57 \frac{\mu V}{\text{m}}$$

Mit Sicherheit 10 und $\eta_{AE} = 0,1$ wird

$$E' = 257 \frac{\mu V}{\text{m}}$$

Nach (27) erhält man dann die Reichweite R:

$$R = \sqrt[7]{\frac{200 \text{ mW} \cdot 0,3 \cdot 4 \cdot 3,14 \cdot 1,5 \text{ m} \cdot 50 \text{ m} \cdot \text{m}}{257 \mu\text{V} \cdot 11,06 \text{ m}}}$$

$$R \sim 6,8 \cdot 10^2 \text{ m}$$

$$R \sim 680 \text{ m}$$

Welche Schlußfolgerungen sind aus dem Vorstehenden zu ziehen?

- Eine Steigerung der Senderleistung zur Vergrößerung der Reichweite ist unrentabel (für den Fernsteueramateur), denn zur Verdopplung der Reichweite muß nach (27) die Leistung auf das 16fache gesteigert werden.
- Besonderes Augenmerk, da mit einfachen Mitteln zu realisieren, sollte der Fernsteueramateur der Antennenhöhe und ihrer Gestaltung (Abstimmung, Antennengewinn) widmen.
- Die Reichweite eines Senders ist im besonderen Maße von der Empfindlichkeit des Empfängers abhängig.
Diese wiederum wird von der Empfängerantenne (Abstimmung, Gewinn, Anpassung), der Rauschzahl der Eingangsstufe, der Empfängerbandbreite und der Modulationsart bestimmt.
- Je größer die Wellenlänge ist, um so geringer wird die Reichweite (nach 27) und um so schlechter wird auch der Antennenwirkungsgrad.

2.7. Schaltungsbeispiele

Die Ausführungen unter Abschnitt 2.2. und Abschnitt 2.3. lassen schon erkennen, welche Varianten bei der Schaltungsauslegung der Sender-HF-Teile möglich sind und welche Eigenschaften in etwa zu erwarten sind.

Als Beispiel wählte der Verfasser 3 Varianten aus, die sich in der Praxis bewährt haben.

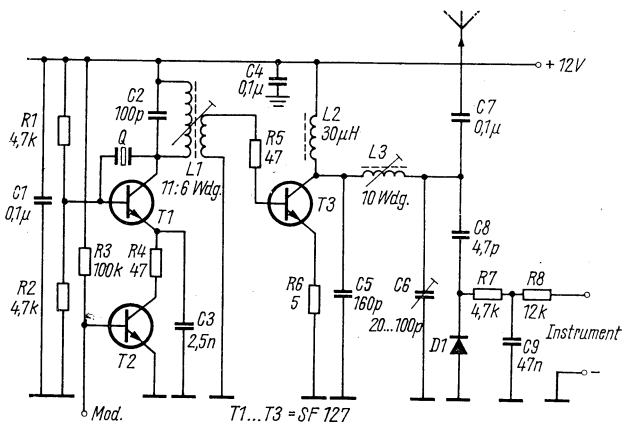


Bild 2.14 Sender-HF-Teil mit Oszillatormodulation

a) Sender-HF-Teil mit moduliertem Oszillator (Bild 2.14)

Bei dieser Schaltung wird der Oszillator mit Transistor T1 im Takt der Pulsfrequenz an- und abgeschaltet. Die Oszillatorschaltung entspricht der Schaltung von Bild 2.3. Der Schalttransistor T2 liegt in der Emitterleitung von T1.

Der Endstufentransistor T3 arbeitet im C-Betrieb auf ein einfaches Pi-Filter. Im Antennenfußpunkt ist außerdem noch eine HF-Meßeinrichtung angeschlossen.

Diese oder ganz ähnliche Schaltungsauslegungen findet man bei vielen digitalen Proportionalfernsteueranlagen.

In den meisten Fällen werden HF- und Impulsteil des Senders auf einer Platine montiert.

Vorteile der Schaltung:

- gedrängter einfacher Aufbau,
- geringer Bauelementebedarf,
- einfacher Abgleich.

Nachteil der Schaltung:

Für T1 muß ein sehr schwingfreudiger HF-Transistor eingesetzt werden, der genügend Leistung an T2 abgibt. Die einwandfreie Modulation bei gleichzeitig guter Leistungsabgabe des Oszillators bereitet meist Schwierigkeiten. T2 muß ein

HF-Transistor mit guten Verstärkungseigenschaften sein. Von der nicht im Überschuß vorhandenen HF-Leistung wird noch ständig ein Teil zur HF-Messung abgezweigt. Durch die Mehrfachfunktion des Oszillators (Schwingungserzeugung, Modulation und Leistungsabgabe) wird die benötigte HF-Bandbreite vergrößert.

b) Sender-HF-Teil mit modulierter Endstufe (Bild 2.15)

Bei dieser Schaltung wird der Oszillator im Originalsender über eine stabilisierte Gleichspannung von 10 V betrieben. Mit R2 kann der Arbeitspunkt des Oszillators genau eingestellt werden. Die Endstufe mit T2 wird durch den Modulatortransistor T3 im Takt der Pulsfrequenz ausgetastet. Der Modulatortransistor T3 sollte die gleiche Verlustleistung wie der HF-Transistor T2 haben.

C10 trennt die Antenne gleichstrommäßig. L3 wirkt als Antennenverlängerungsspule, während über ein Gleichrichter-Netzwerk die HF-Spannung im Antennenfußpunkt gemessen wird. Diese Schaltungsversion wird in der *Varioprop*-Fernsteueranlage angewendet.

Vorteile der Schaltung:

- Durch den Betrieb des Oszillators über eine stabilisierte Betriebsspannung und genaue Arbeitspunkteinstellung

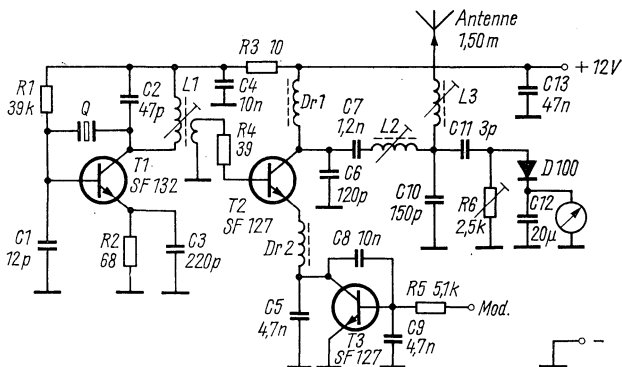


Bild 2.15 Sender-HF-Teil mit Endstufenmodulation

kann die Kanalfrequenz genauer als bei Bild 2.14 eingehalten werden (schmalbandiger).

- Die Modulation ist einfacher und exakter, da sie in der Endstufe vorgenommen wird.
- Der Aufbau ist einfach.
- Der Bauelementebedarf ist gering.
- Der Abgleich ist unkritisch.

Nachteile der Schaltung:

- T2 muß wieder ein HF-Transistor mit guten Verstärkereigenschaften sein.
- Der Modulatortransistor T3 soll ein Schalttransistor (kleines $U_{CE\text{rest}}$) mit genügender Verlustleistung sein.
- Durch Messung der HF-Spannung im Antennenfußpunkt wird ein Teil der HF-Leistung abgezweigt.

c) Sender-HF-Teil mit modulierter Treiberstufe (Bild 2.16)

Unter Beachtung der aus Abschnitt 2.2. und Abschnitt 2.3. zu ziehenden Schlußfolgerungen sind die an den Fernsteuersender gestellten Forderungen mit amateurmäßigen Mitteln

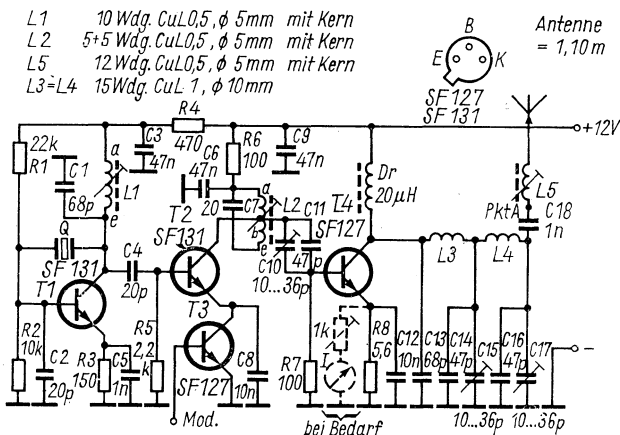


Bild 2.16 Sender-HF-Teil mit Pufferstufenmodulation

am besten und sichersten durch einen 3stufigen HF-Teil zu verwirklichen. Durch eindeutige Trennung der Funktionen auf die Stufen

Oszillator — Schwingungserzeugung,
Treiberstufe — HF-Verstärkung und Modulation,
Endstufe — HF-Verstärkung und gute Oberwellenunterdrückung durch 2stufiges Pi-Filter

werden die bei den Schaltungen (Bild 2.14 und Bild 2.15) erwähnten Nachteile mit Sicherheit umgangen.

Dieser Sender-HF-Teil wird bei der *Rowan*-Selbstbauanlage angewendet. [14]

Vorteile der Schaltung:

- Der gering belastete Oszillator ermöglicht eine extreme Schmalbandigkeit.
- Die Treiberstufe verhindert Rückwirkungen der Endstufe auf den Oszillator und gewährleistet die einwandfreie Modulation des Trägers.
- Die Kopplung der Stufen ist einstellbar und damit in Grenzen auch die an die Antenne abgegebene HF-Leistung.
- An die HF-Transistoren werden nicht so hohe Anforderungen gestellt (bezüglich HF-Verstärkereigenschaften).
- Das 2stufige Pi-Filter mit hoher Leerlaufgüte (Luftspulen) gewährleistet eine optimale Oberwellenunterdrückung.
- Das Meßgerät J zeigt den Emitterstrom von T3 an, der ein Maß für die erzeugte HF-Leistung ist, ohne daß ein Teil der HF-Leistung dazu verwendet wird. (Auf der Platine Bild 2.17 und Bild 2.18 ist die Emitterkombination von T4 enthalten, mit J kann aber auch eine Betriebsspannungsmessung im Impulsteil durchgeführt werden.)

Nachteile der Schaltung:

- Der Bauelementebedarf ist etwas größer als bei den Schaltungen nach Bild 2.14 und Bild 2.15.
- Der Abgleich umfaßt mehrere Schritte.
- Der Aufbau ist etwas „weiträumig“.

2.8. Aufbau des Sender-HF-Teils

Alle konstruktiven Einzelheiten gehen aus Bild 2.16 bis Bild 2.19 hervor. Zunächst wickelt man die Spulen und lötet sie ein, danach werden Widerstände und Kondensatoren eingesetzt. Der Einbau der Transistoren wird in Abschnitt 2.9. erläutert. Für T1 und T2 wird der *SF 131* verwendet, da er bei kleinem Kollektorstrom bereits seine volle HF-Verstärkung erreicht. So erzielt man in der Treiberstufe die notwendige HF-Leistung, um den Endstufentransistor voll durchzusteuern. Würde man in allen Stufen den *SF 127* einsetzen, so erhielte man nicht die angegebenen HF-Leistungen an der Antenne.

Da im Endstufentransistor T4 bei Anpassung Verlustleistungen bis zu 300 mW entstehen, muß er gut gekühlt werden. Zu diesem Zweck fertigt man sich aus 0,1-mm-Cu-Blech einen straff sitzenden Kühlstern, den man auf T4 aufsteckt. Die auf der Platinenzeichnung (Bild 2.17) eingezeichneten Brücken werden erst beim Abgleichvorgang eingefügt.

An dieser Stelle sind nun noch einige Hinweise zu den Schwingquarzen erforderlich.

Die Aufteilung des 27,12-MHz-Fernsteuerbandes in 12 Kanäle geht aus der Tabelle 2.2 hervor. Dieser Tabelle können auch die den Kanälen entsprechenden Frequenzen für die Senderquarze entnommen werden. Für den Senderaufbau empfiehlt der Verfasser die größere Bauform *HC-6/U*, da für diesen Typ Quarzfassungen im Handel sind.

Bestellungen von Quarzpärchen für Sender und Super können über den Fachhandel an den VEB Narva, 1017 Berlin, Ehrenbergstr. 11–14, gerichtet werden.

Bestellbeispiel für einen Senderschwingquarz des Kanals 5:

— Typ *HC — 6/U QDS 2 BS* 27075 kHz —

Dabei bedeuten:

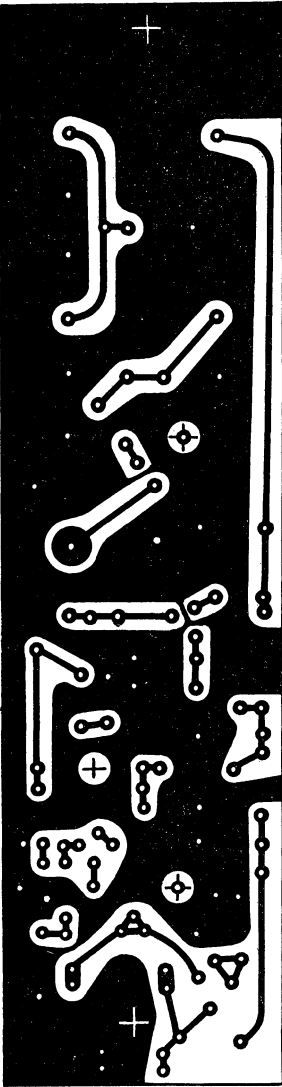


Bild 2.17 Ätzschema zur Schaltung von Bild 2.16

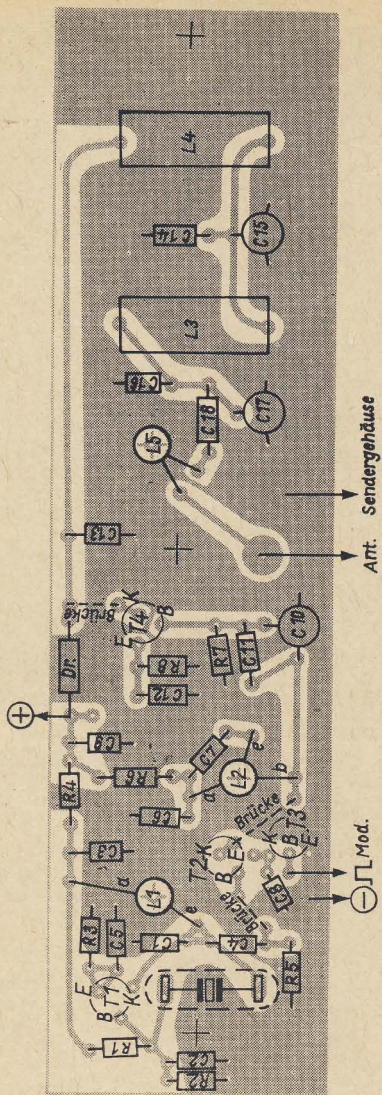
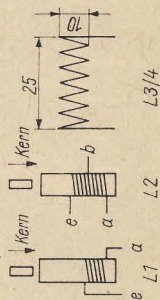


Bild 2.18 Bauelementenordnung zur Schaltung von Bild 2.16



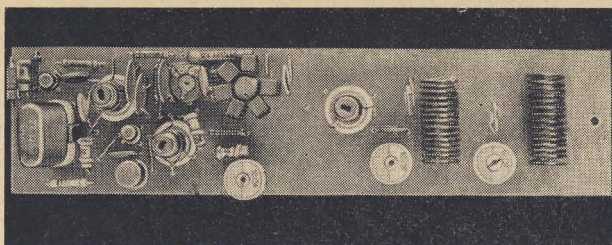
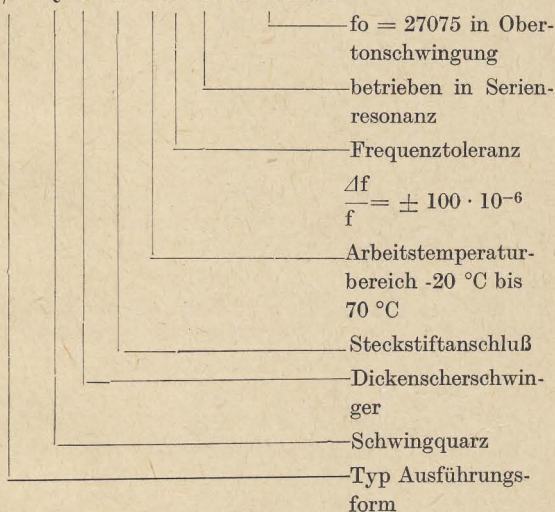


Bild 2.19 Aufbau des Sender-HF-Teils von Bild 2.16

HC- 6/U Q D S 2 B S 27075 kHz



Wie aus der Tabelle 2.2 hervorgeht, gehört zu jedem Senderquarz ein Superquarz. Über letzteren wird beim Empfänger noch gesprochen.

Die Spulen L1 und L2 legt man am besten nach dem Einlöten der Anschlüsse mit einem Tropfen Alleskleber fest. Damit die Spulen L3 und L4 mechanisch stabil sind, sollte man die Anschlüsse so weit in die Platine einstecken, daß die Spule auf

der Platine aufliegt. Verwendet man eine CLC-Antenne, so entfällt die Spule L5.

Beim Senderaufbau des Verfassers ist der Antennenstab 1,50 m lang und wird durch die Fußpunktspule L5 auf Resonanz abgestimmt.

Welche Lösung gewählt wird, liegt im Ermessen des Nachbauenden. Sind alle Bauelemente außer den Transistoren montiert, so kontrolliert man nochmals an Hand von Stückliste und Platinenzeichnung (Bestückungsplan) gründlich, ob jeder Bauteil an der richtigen Stelle eingebaut und sauber gelötet ist.

Stückliste zum Sender -HF-Teil

R1 = 22 k Ω	L1 = 10 Wdg., 0,5-mm-CuL, 5 mm Durchmesser mit Kern
R2 = 10 k Ω	L2 = 5/5 Wdg., 0,5-mm-CuL, 5 mm Durchmesser mit Kern
R3 = 150 k Ω	10 mm Durchmesser 25 mm lang
R4 = 470 k Ω	
R5 = 2,2 k Ω	L3 = L4 = 15 Wdg., 1-mm-CuL, ohne Kern
R6 = 100 k Ω	
R7 = 100 k Ω	L5 = 12 Wdg., 0,5-mm-CuL, 5 mm Durchmesser mit Kern bei 1,10 m Antennenlänge
C1 = 68 pF, keramische Scheibe	
C2 = 20 pF, keramische Scheibe	
C3 = 47 nF, keramische Scheibe	
C4 = 22 pF, keramische Scheibe	T1...T2 = SF 131
C5 = 1 nF, keramische Scheibe	
C6 = 47 nF, keramische Scheibe	T3 = SF 131/SF 127
C7 = 22 pF, keramische Scheibe	T4 = SF 127 E
C8 = 47 nF, keramische Scheibe	
C9 = 22 pF, keramische Scheibe	
C10 = 10/40 pF, keramischer Trimmer	
C11 = 47 pF, keramische Scheibe	Qu = siehe Text
C12 = 10 nF, keramische Scheibe	
C13 = 68 pF, keramische Scheibe	

C14 = 47 pF, keramische Scheibe
 C15 = 10/40 pF, keramischer Trimmer
 C16 = 47, pF keramische Scheibe
 C17 = 10/40 pF, keramischer Trimmer
 C18 = 1 μ F
 Dr = 10 μ H

2.9. Abgleich des Senders-HF-Teils

Für den HF-Abgleich verwende man genügend Zeit und Geduld. Die Maxima der einzelnen Abgleichpunkte sind scharf ausgeprägt. Trifft man sie nicht genau, so entspricht das einem Fehlabbgleich, und man erreicht nicht die optimale Leistung und Reichweite. Für den HF-Abgleich wird die nachstehende Schrittfolge empfohlen:

Oszillatorabgleich

Man klemmt das HF-Teil an den geladenen 12-V-Senderakku. In der Plusleitung wird der Vielfachmesser mit dem Meßbereich 30 mA eingeschaltet. Ist der Kern von L1 ganz herausgedreht, so mißt man einen Strom von etwa 6 mA (Quarz eingesteckt).

Nun dreht man den Kern von L1 langsam hinein und beobachtet das Meßgerät. Beim Hineindreihen des Kerns von L1 steigt der Strom und erreicht einen Maximalwert von etwa 12 mA. Von der Stellung des Maximalwerts dreht man den Kern um eine halbe Umdrehung zurück. Anschließend probiert man alle verfügbaren Senderquarze in der Schaltung aus und muß immer annähernd gleiche Stromwerte erhalten. Damit ist der Oszillator abgeglichen. L1 wird im weiteren Abgleichvorgang nicht mehr verstellt!

Treiberstufenabgleich

Als nächstes werden T2 und die beiden dazugehörigen Brücken eingelötet. Der Emitter von T2 wird mit Masse verbunden. Der aufgenommene Strom steigt nun auf über 20 mA. Durch Hineindreihen des Kerns von L2 wird diese Stufe vor-

abgeglichen. Mit dem Kern von L2 stellt man auf Stromminimum (etwa 20 mA) ein.

Endstufenabgleich

Nun lötet man T4 und die zugehörige Brücke ein und schaltet zwischen Punkt A und Masse die HF-Meßschaltung von Bild 5.9. Zunächst kontrolliert man den aufgenommenen Strom der Gesamtschaltung (Meßbereich umschalten!), der bei etwa 60 mA liegen soll. Hat man ein zweites Vielfachmeßgerät, so beläßt man das erste Meßgerät als Strommesser und nimmt das zweite Meßgerät zur HF-Messung. Steht nur ein Vielfachmesser zur Verfügung, so schaltet man ihn als HF-Spannungsmesser.

Durch Verdrehen der Trimmer C15 und C17 wird das Maximum des Zeigerausschlags gesucht.

Verstellen von C10 und Nachgleich von L2 führen zu einer weiteren Steigerung der abgegebenen HF-Leistung.

Durch wiederholtes Abgleichen von L2, C10, C15 und C17 wird ein Meßwert von etwa 5,7 V eingestellt, was einer abgegebenen HF-Leistung von $P_{HF} \sim 270 \text{ mW}$ entspricht. Der aufgenommene Strom muß dabei einen Wert von $I \sim 75 \text{ mA}$ erreichen.

Werden die Koppelkondensatoren C4 und C10 gegenüber den in der Schaltung angegebenen Werten vergrößert, so kann die erreichbare HF-Leistung noch weiter gesteigert werden. Unter Beachtung der dafür erforderlichen Steigerung der Batteriekapazität (höhere Kosten, mehr Gewicht) und der damit nur unwesentlich verbesserten Reichweite scheint diese Maßnahme nicht empfehlenswert.

Sollte die Reichweite der Anlage mit dieser HF-Leistung und bei Verwendung einer CLC-Antenne ungenügend sein, dann muß die Empfindlichkeit des Empfängers verbessert werden. Ist der HF-Teil abgeglichen, so wird er etwa 20 Minuten bei voller Leistung betrieben. Danach wird noch einmal mit L2, C10, C15 und C17 auf HF-Maximum bei Stromminimum eingestellt.

Damit ist der HF-Teil fertig abgeglichen.

Zur Kontrolle sind die Gleichspannungswerte an den Transistoren in Tabelle 2.3 zusammengefaßt.

Tabelle 2.3 Gleichspannungen an den Transistoren des Sender-HF-Teils
(gemessen mit Instrument 20 k Ω /V)

	T 1	T 2	T 3	T 4
E	1,7	0,2	0	0,4
B	—0,7	—2,0	0,7	0,2
K	7,5	11,5	0,2	11,6

Antennenabgleich

Zum Antennenabgleich baut man den HF-Teil in das Sendergehäuse ein (s. Abschn. 4.).

Durch die Bohrung der Stirnseite des Gehäuses wird der Kern von L5 zugänglich. Für den Quarz schafft man ebenfalls einen Durchbruch in der Stirnseite, so daß der Quarzwechsel im praktischen Betrieb leicht möglich ist.

Mit dem in 1 bis 2 m Abstand aufgestellten Feldstärkemeßgerät gleicht man die Fußpunktspule L5 ab (auf HF-Maximum). Das Sendergehäuse wird dabei fest in der Hand gehalten! Sollte das Feldstärkemeßgerät empfindlich genug sein, so kann man es auch in einer Entfernung von mehr als 10 m aufstellen und erhält so, da man sich nicht mehr im Nahfeld des Senders befindet, exaktere Aussagen über die Größe der Feldstärke und deren Verlauf.

Beim Einbau des HF-Teils in das Sendergehäuse ist darauf zu achten, daß nur der in Bild 2.18 gekennzeichnete Massepunkt mit dem Gehäuse guten elektrischen Kontakt erhält. Ferner sollte man beim Senderabgleich alle Metallteile vom HF-Teil und vom montierten Sender fernhalten, da sie verstimmend auf die HF-Kreise wirken können.

Nach dem Abgleich der Antenne sollte man den Sender nicht mehr ohne aufgesteckte Antenne einschalten. Wird der Sender

ohne Antenne betrieben, so besteht die Gefahr, daß der Endstufentransistor T4 zerstört wird.

Zusammenschaltung

Nach HF-Abgleich wird der Transistor T3 eingelötet, und HF- und Koderteil werden zusammengeschaltet. Mit Hilfe eines Kontrollempfängers oder des Feldstärkemessers und des Kopfhörers kontrolliert man die Modulation des Senders. Der Ausschlag des Feldstärkemessers geht durch die Modulation geringfügig zurück.

3. Stromversorgung des Senders

3.1. Vorbemerkungen

Bei der Auslegung der Stromversorgung von Fernsteuergeräten kann man in der Regel davon ausgehen, daß es sich bei den Sendern um tragbare Geräte handelt und für die Empfänger ähnliche Überlegungen gelten. Die Wahl und die Auslegung der Stromversorgung werden daher maßgeblich von folgenden Gesichtspunkten bestimmt:

- niedriges Gewicht,
- geringe Abmessungen,
- ausreichende Belastbarkeit (abgebbare Nutzleistung je Zeit),
- ausreichende Kapazität,
- Spannungskonstanz während der Entladung,
- kleiner Innenwiderstand,
- günstiger Anschaffungspreis bzw. günstiges Preis/Leistungsverhältnis,
- genügende Betriebssicherheit und geringer Wartungsaufwand sowie günstiges Temperaturverhalten.

Zieht man die handelsüblichen Primär- und Sekundärelemente in Betracht, so muß man feststellen, daß keines der Elemente allen Punkten gleich gut gerecht wird. Die Entscheidung, ob Primär- oder Sekundärelemente bei Fernsteuergeräten vorzuziehen sind, hängt auch ganz wesentlich vom Leistungsbedarf und von den Betriebsbedingungen ab.

Fernsteuersender bis 300 mW Ausgangsleistung lassen sich für intermittierenden Betrieb recht gut mit Primärelementen bestücken. Bei Dauerbetrieb ist jedoch der Akkumulator (Sekundärelement) weitaus wirtschaftlicher.

Die Fernsteueranlage, von der der Autor in den beiden Broschüren die kompletten Konstruktionsunterlagen vorstellt,

ist von vornherein leistungsmäßig auf die Bestückung mit gasdichten NK¹⁾-Akkus ausgelegt.

Aus diesem Grund und nicht zuletzt wegen des begrenzten Umfangs der Broschüre wird hier nur der gasdichte NK-Akku vorgestellt sowie dessen Wartung und Pflege erläutert.

Sollte ein Amateur seine Fernsteueranlage für eine geringere HF-Leistung des Senders (entspricht geringerer Reichweite) und für 2 Kanäle auslegen, so können Sender und Empfänger durchaus mit Primärelementen (Monozellen, Flachbatterie) oder mit gasdichten Pb-Akkus bestückt werden. Über die Daten dieser Stromquellen, ihre Einsatzbedingungen, Pflege- und Behandlungshinweise kann der Interessent in der Literatur nachlesen ([4], [7], [16]).

Die Probleme der Empfängerstromversorgung werden an dieser Stelle gleich mit erörtert.

Im Vergleich mit dem Kohle-Zink-Element erfüllt der relativ neue, gasdichte NK-Akku viele an ihn gestellte Anforderungen in der Fernsteuertechnik.

Zunächst zu seinen Vorzügen:

- Er hat eine hohe mechanische Festigkeit und Schüttelfestigkeit. Diese Eigenschaften sind bei beliebiger Einbaulage wesentliche Voraussetzungen für die Betriebssicherheit der Fernsteueranlagen, besonders bei Kunstflugmodellen.
- Im Arbeitsbereich hat er eine relativ konstante Entladungsspannung. Dies erübrigt aufwendige Stabilisierungsmaßnahmen.
- Er ist wiederaufladbar bei langer Lebensdauer.
Bei genauer Einhaltung der Pflege- und Behandlungsvorschriften kann der Akku eine Lebensdauer bis zu 10 Jahren bzw. 300 Ladezyklen erreichen.
- Werden die Akkus von Sender und Empfänger nach jedem Betrieb (am besten durch ein im Sender eingebautes Ladegerät) sofort wieder aufgeladen, so ist die ständige Betriebsbereitschaft der Anlage gewährleistet.

¹⁾ NK-Akku : gebräuchliche Abkürzung für NiKd (Nickelkadmium) Akku

- Es besteht keine Gefahr, daß das Elektrolyt ausläuft! Er ist gasdicht!
Der gasdichte NK-Akku ist so aufgebaut, daß bei richtiger Behandlung kein Elektrolyt auslaufen kann und keine korrosionsfördernden Dämpfe auftreten.
- Er erfordert nur geringen Wartungsaufwand.
Die Wartung beschränkt sich lediglich auf die Einhaltung des Ladestroms und der Ladezeit.
- Er hat günstige Speichereigenschaften.
Selbst bei längerer Lagerung tritt nur eine geringe Selbstentladung auf. Bei sachgemäßer Lagerung (trocken, +20 °C) ist die eingeladene Kapazität nach 3 Monaten auf 70 % und nach 6 Monaten auf 63 % gesunken.

Als Nachteile wären zu nennen:

- Er hat ein relativ hohes Gewicht.
Dieser Faktor spielt nur noch bei Empfangsanlagen eine Rolle. Selbst hier ist das Gesamtanlagengewicht durch Miniaturisierung der Elektronik in den letzten Jahren erheblich verringert worden.
- Der Anschaffungspreis ist sehr hoch.
Unter Beachtung der Vorteile fällt dieser Nachteil nur bei seltener Benutzung der Anlage ins Gewicht.
Der Betrieb einer Fernsteueranlage mit NK-Akkus ist bei einer Betriebszeit ab 200 Stunden billiger als mit Monozellen.

3.2. Aufbau des gasdichten NK-Akkus

Für die Fernsteuertechnik sind in erster Linie Knopfzellen und daraus hergestellte Batterien von Interesse. Der Aufbau einer NK-Knopfzelle ist auf Bild 3.1 und Bild 3.2 dargestellt. Das Zellengefäß, als Becher ausgebildet, ist der positive Pol. In dem Becher befinden sich die positive Elektrode aus Nickelhydroxid und Graphit sowie die negative Elektrode aus Kadmiumoxid, beides in Tablettenform. Die Elektroden sind mit Elektrolyt getränkt, sie werden durch einen feinporigen Scheider getrennt und sind in einem Körbchen aus Nickeldrahtgewebe eingepreßt. Das Zellengefäß wird von einem Deckel,

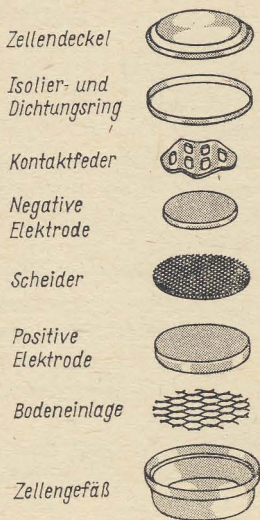


Bild 3.1
Einzelteile einer gasdichten Knopfzelle in der Reihenfolge ihres Zusammenbaus

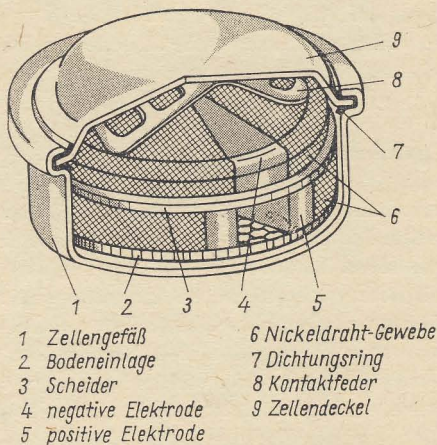


Bild 3.2 Schematische Darstellung einer gasdichten Knopfzelle

dem negativen Pol, und einem isolierenden Dichtungsring abgeschlossen.

Der gasdichte NK-Akkumulator entspricht in der Funktion dem bekannten Nickel-Kadmium-Akkumulator. Der Unterschied besteht darin, daß der gasdichte NK-Akkumulator ein in sich abgeschlossenes System ist.

Der gasdichte NK-Akkumulator darf nicht geöffnet werden, und es darf kein Elektrolyt nachgefüllt werden!

Die Wartung besteht nur im Ladevorgang, eventuell in der Säuberung der Kontaktstellen. Verschiedene Zellentypen sind mit Lötösen versehen, und nur an diesen darf gelötet werden. In die Zellen bzw. Batterien ist das Herstelldatum mit Monats- und Jahreszahl eingeprägt.

Interessant für den Anwender ist, daß eine Anzahl gasdichter NK-Akkus in der äußeren Form und in den Abmessungen mit Primärelementen übereinstimmt. So ist eine Austauschbarkeit gegeben, ohne das Fernsteuergerät elektrisch oder konstruktiv ändern zu müssen.

Hersteller von gasdichten NK-Akkus in der DDR ist: Kombinat VEB Galvanische Elemente Werk Zwickau, 95 Zwickau, Reichenbacher Straße 64.

Den Einzelhandelsvertrieb hat die Fa. R. Pinder, 701 Leipzig, Schillerstraße, übernommen.

3.3. Typenübersicht gasdichter NK-Akkus

Gasdichte NK-Akkus werden in folgenden Ausführungsformen hergestellt.

Prismatische Zellen,
Batterien aus prismatischen Zellen,
Knopfzellen und Rundzellen,
Batterien aus Knopfzellen.

Der Fernsteueramateur wird in der Hauptsache die Batterien aus Knopfzellen und bei höherem Kapazitätsbedarf noch die

Rundzelle in seinen Geräten einsetzen. Daher sind die wichtigsten Daten dieser NK-Akkus in Tabelle 3.1 zusammengefaßt.

3.4. Elektrische Parameter der gasdichten NK-Akkus

3.4.1. Klemmenspannung

Das Verhalten der Klemmenspannung bei der Entladung ist in Bild 3.3 dargestellt.

Die Klemmenspannung schwankt bei der Entladung mit I_{10} nur um 0,2 V je Zelle. Als Entladeschlußspannung wird 1,1 V je Zelle angegeben. Dieser Wert sollte auf keinen Fall unterschritten werden, damit keine bleibenden Schädigungen an den Zellen eintreten (Umpolung, Kapazitätsminderungen). Die Entladespannung wird immer unter Last gemessen. Damit erhält man durch eine Kontrollmessung bei Vergleich mit der Kennlinie Auskunft über den Ladezustand der Akkus.

Ohne Schädigung können die normalen Zellen mit einem Dauerentladestrom von $2 \times I_{10}$ und die Zellen für Starkentladung mit einem Dauerentladestrom von $3,5 \times I_{10}$ belastet werden.

Ist die Ladeschlußspannung von 1,1 V je Zelle erreicht, so soll baldmöglichst die Nachladung des Akkus erfolgen. Das Verhalten der Ladespannung einer Knopfzelle ist in Bild 3.4 dargestellt. Aus den Kennlinien ist zu erkennen, daß nur beim Laden mit I_{10} eine Zellenspannung von 1,5 V erreicht wird.

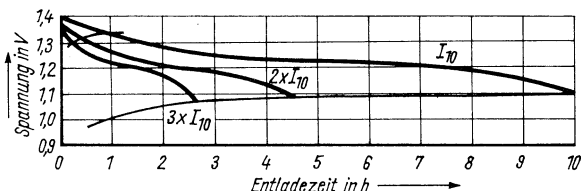


Bild 3.3 Verlauf der Entladespannung einer Knopfzelle mit 0,225 Ah über die Zeit beim Entladen mit I_{10} , $2 \times I_{10}$ und $3 \times I_{10}$:

Tabelle 3.1 Typenübersicht von NK-Akkumulatoren
Knopfzellen, Rundzellen und Batterien aus Knopfzellen

Bezeichnung nach TGL 22807	Masse etwa	Nenn-Ampere-stunden-kapazität	Nenn-Span-nung	Nenn-Entlade-strom I ₅	Entlade-schluß-spannung 5 std.	Nenn-Ladestrom 14 std. 0,5 · 5	maxi-male Höhe	Abmessun-gen Durch-messer
	g	K ₅ Ah	V	A	V	A	mm	mm
Knopfzelle A 0,050 Ah	3,5	0,050	1,2	0,010	1,0	0,005	6,2	15,7
Knopfzelle A 0,225 Ah	11	0,225	1,2	0,045	1,0	0,022 5	8,9	25,3
Knopfzelle +) A 0,225 Ah-s	11	0,225	1,2	0,045	1,0	0,022 5	8,9	25,3
Knopfzelle A 0,450 Ah	30	0,450	1,2	0,090	1,0	0,045	7,2	43,3
Knopfzelle +) A 0,500 Ah-s	23	0,500	1,2	0,100	1,0	0,050	9,8	34,6
Rundzelle B 3 Ah	45	3,000	1,2	0,600	1,0	0,300	6,3	33,5
Batterie A 2,4 V 0,225 Ah	30	0,225	2,4	0,045	2,0	0,022 5	18,5	26,5
Batterie A 6,0 V 0,225 Ah	70	0,225	6,0	0,045	5,0	0,022 5	45,5	26,5
Batterie +) A 7,2 V 0,225 Ah-s	82	0,225	7,2	0,045	6,0	0,022 5	54,5	26,5
Batterie B 4,8 V 0,450 Ah	130	0,450	4,8	0,090	4,0	0,045	32,0	45,0
Batterie B 6,0 V 0,450 Ah	160	0,450	6,0	0,090	5,0	0,045	40,0	45,0
Batterie +) A 3,6 V 0,500 Ah-s	75	0,500	3,6	0,100	3,0	0,050	30,0	36,3
+) für Starkentladung								

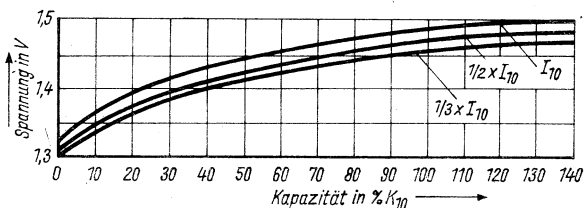


Bild 3.4 Verlauf der Ladespannung einer Knopfzelle bei Konstantstromladung mit I_{10} , $\frac{1}{2} \times I_{10}$ und $\frac{1}{3} \times I_{10}$
(Ladezeit dabei 14 h bzw. 28 h und 42 h)

Ladet man den Akku mit kleineren Strömen als I_{10} , so ist er bereits bei niedrigeren Spannungen auf seine Nennkapazität aufgeladen. Wichtig dabei ist, daß die Ladespannung immer bei fließendem Ladestrom zu messen ist.

Damit sich die Zellen bei der Ladung nicht zu stark erwärmen (Gefahr der Aufbauchung), sollte der Akku immer mit einem konstanten Gleichstrom der Größe I_{10} geladen werden.

Konstantstromladungen mit kleinerer Stromstärke als I_{10} sind zulässig, sie erfordern lediglich eine entsprechend längere Ladezeit bis zur Vollaftung auf Nennkapazität.

Die Ladung ist bei Erreichen der Ladeschlußspannung zu beenden, sonst entstehen Gase und schädigen die Zellen.

3.4.2. Innenwiderstand

Genaue Angaben über Größe und Verhalten des Innenwiderstandes der Zellen bei der Entladung können entsprechenden Kennlinienfeldern entnommen werden und sind, falls erforderlich, vom Hersteller zu erfahren. Hier genügen folgende Hinweise: Der Gleichstromwiderstand kann näherungsweise nach

$$R_i = \frac{0,1}{K_{10}} \quad (29)$$

(K_{10} in Ah, R_i in Ω) berechnet werden.

Bei der Entladung steigt der Gleichstrominnenwiderstand etwa

auf den 3fachen Wert an. Die hochbelastbaren Zellen zeichnen sich durch besonders kleinen Gleichstrominnenwiderstand aus. Der Wechselstrominnenwiderstand des Akkus ist vom Ladezustand und von der Frequenz abhängig.

3.4.3. Kapazität

Bei gasdichten NK-Akkus wird die 10stündige Kapazität als Nennkapazität K_{10} festgelegt und damit auch die 10stündige Entladungsstromstärke als Nenn-Entladestromstärke I_{10}

$$\left(\frac{1}{10 \text{ h}} \cdot K_{10} = I_{10} \right) \text{ definiert.}$$

Von manchen Herstellern wird analog dazu eine Nennkapazität K_5 angegeben, die sich auf die 5stündige Entladestromstärke I_5 als Nenn-Entladestromstärke bezieht.

Werden die Nenn-Entladestromstärken I_{10} bzw. I_5 überschritten, so kann dem Akku nicht mehr die volle Kapazität entnommen werden.

Bei $7 \times I_{10}$ gibt der Akku nur noch 50 % seiner Nennkapazität ab (Bild 3.5).

Einen wesentlichen Einfluß auf die Kapazität der gasdichten NK-Akkus hat die Betriebstemperatur. Gasdichte NK-Akkus erreichen bei Abweichungen von der Normaltemperatur (20 °C) nicht ihre volle Kapazität. Wird der Akku öfter bei zu hohen Temperaturen betrieben, so ist mit bleibendem Kapa-

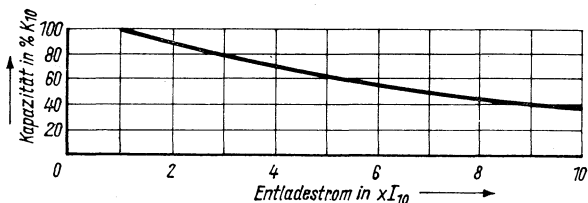


Bild 3.5 Kapazität einer Knopfzelle mit 0,225 Ah in Abhängigkeit von der Entladestromstärke

zitätsverlust zu rechnen. Kapazitätsmindernd wirkt sich auch die Nichteinhaltung der Ladevorschriften aus.

So wie es nicht ratsam ist, den Akku zu *überladen*, soll man ihn auch nicht *unterladen*. Beides führt auf die Dauer zu Kapazitätsverlusten. Zu beachten ist dabei unbedingt, daß der Ladefaktor des gasdichten NK-Akkus 1,4 beträgt, d. h., es müssen 140 % der zuvor entnommenen 100 % elektrischer Energie wieder „eingeladen“ werden.

Damit ergibt sich ein Ah-Wirkungsgrad von 71,4 % für den gasdichten NK-Akku.

3.5. Wartung und Behandlung der gasdichten NK- Akkus

Gasdichte NK-Akkus lassen sich einfach warten. Es ist lediglich darauf zu achten, daß die Zellen keiner Feuchtigkeit oder starken Temperaturschwankungen ausgesetzt sind, um ungewollte Entladungen durch Kriechströme und Korrosion zu vermeiden. Ferner sind die Lade- und Entladevorschriften genau einzuhalten. Der Hersteller, Kombinat VEB Galvanische Elemente, Werk Zwickau, gibt dazu folgende Hinweise:

Laden

Das Laden der gasdichten NK-Akkumulatoren ist mit konstantem Strom durchzuführen. Es kann nur mit Gleichstrom geladen werden. Die Ladeschlußspannung liegt bei etwa 1,5 V je Zelle.

Der Nennladestrom I_{10} soll zu Beginn ein Maximum von $1,1 \times I_{10}$ nicht überschreiten.

Der Ladefaktor der gasdichten NK-Akkumulatoren beträgt 1,4, d. h., es ist jeweils das 1,4fache der entnommenen Kapazität wieder einzuladen.

Überladen ist zu vermeiden. Es schadet der Lebensdauer der gasdichten Akkumulatoren.

Das Laden mit Konstantspannung ist zu vermeiden.

Wird für den Akkumulator eine dauernde Einsatzbereitschaft gefordert, so kann die Erhaltungsladung durchgeführt werden. Hierfür beträgt der maximal zulässige Strom $0,01 \times I_5$.

Der Temperaturbereich für das Laden beträgt $+15^\circ\text{C}$ bis $+35^\circ\text{C}$, doch ist die günstigste Ladetemperatur von $+20^\circ\text{C}$ zu empfehlen.

Entladen

Der Nennentladestrom beträgt I_{10} . Auf ihn baut sich die Nennkapazität auf. Es gibt Einsatzgebiete, bei denen der Nennentladestrom nicht eingehalten werden kann. Jedoch soll bei Dauerentladung der maximale Entladestrom von $5 \times I_{10}$ nicht überschritten werden. Bei kurzzeitiger Entladung ist wegen des maximalen Entladestroms Rückfrage beim Hersteller erforderlich.

Beim Entladen ist darauf zu achten, daß die Entladeschlußspannung nicht unterschritten wird.

Wird mit größeren Strömen als dem Nennentladestrom entladen, so verringert sich die Kapazität der Akkumulatoren.

Die nutzbare Kapazität bei Entladung mit $5 \times I_{10}$ beträgt etwa 70 % der Nennkapazität (K_5).

Auch für das Entladen ist ein Temperaturbereich festgelegt. Dieser liegt in den Grenzen von -20°C bis $+35^\circ\text{C}$.

Bei -20°C beträgt die nutzbare Kapazität beim Entladen mit $2 \times I_{10}$ etwa 30 % und bei $+35^\circ\text{C}$ etwa 90 % der Nennkapazität. Außerhalb dieses Temperaturbereichs sind die gasdichten Akkumulatoren nicht funktionsunfähig; jedoch treten bei Temperaturen unter -20°C größere, nicht im voraus bestimmbare Kapazitätsschwankungen auf, und bei häufiger Entladung über 35°C ist mit einer Verringerung der Lebensdauer zu rechnen.

Lagerung

Akkumulatoren dürfen nur bei einer Temperatur von -30°C bis $+40^\circ\text{C}$ gelagert werden. Es ist darauf zu achten, daß

nach Möglichkeit ein trockener und kühler Raum zur Verfügung steht.

Bei gasdichten Akkumulatoren, die geladen vom Hersteller geliefert werden bzw. bereits im Einsatz waren, kann das Lagern im geladenen Zustand erfolgen. Da auch der gasdichte Akkumulator wie jedes galvanische Element der Selbstentladung unterliegt, ist nach einer halbjährigen Lagerzeit eine Normalladung 14 Stunden mit I_{10} bzw. nach vierteljähriger Lagerung eine 7stündige Ladung mit I_{10} durchzuführen.

Batterie-Reihenschaltung

Einzelzellen können in Reihenschaltung bis 12 V geschaltet werden. Der maximale Entladestrom für 12-V-Batterien beträgt $2 \times I_{10}$. Größere Spannungen sind nach Möglichkeit zu vermeiden. Während bei einer neuen Batterie alle Zellen eine fast gleiche Charakteristik zeigen, können nach einer unbestimmten Zeit einzelne Zellen in ihrer Kapazität nachlassen. Bis zu 12-V-Batterien läßt sich die vorzeitige Entladung einer Zelle durch Messen an der Gesamtspannung feststellen, was bei höheren Spannungen nicht mehr der Fall sein wird, da bei NK-Zellen keine konstante Spannung vorhanden ist, sondern diese in den Grenzen von 1,35 V bis 1,1 V, je nach Belastung und Entladezeit, schwankt. Diese einzelne Zelle wird bei vollständiger Entladung der Batterie tiefentladen und nimmt eine umgekehrte Spannung an (Umpolung). Die Umpolung ist mit einer der Batterie-Entladestromstärke proportionalen Gasentwicklungsintensität verbunden, die in ungünstigen Fällen zu einer Aufbauchung der Zellen führen kann. Ist in Einzelfällen eine größere Spannung als 12 V erforderlich, so sind bestimmte Sicherheitsvorkehrungen zu treffen, die abgefallenen Zellen zu erkennen und auszusondern.

Parallelschaltung

Parallelschaltungen sind grundsätzlich zu vermeiden. Ist in besonderen Anwendungsfällen eine Parallelschaltung erforderlich, so dürfen nur Akkumulatoren einer Type parallelgeschaltet werden. Weiterhin sind nur Akkumulatoren mit

gleichem Herstellungsdatum zu verwenden. Es wird empfohlen, nur Akkumulatoren mit gleichen Kenndaten, wie Innenwiderstand und Ladeschlußspannung, zu verwenden. Daher ist auch das Zusammenschalten von neuwertigen mit gebrauchten Akkumulatoren zu unterlassen. Beim Zusammenschalten ist auf kürzeste Verbindungsleitungen mit geringstem Widerstand zu achten, und die Zu- und Ableitung ist möglichst in der Mitte anzuordnen.

Parallelgeschaltete Akkumulatoren dürfen nicht mit einem größeren Entladestrom als $2 \times I_{10}$ entladen werden.

4. Sendermechanik

Der Senderaufbau ist mit einem erheblichen Maß Mechanikerarbeit verbunden und setzt schon einige polytechnische Kenntnisse voraus. Der hier beschriebene Aufbau (Bild 4.1 und Bild 4.2) ist als Vorschlag zu betrachten. Sicher wird der eine oder der andere Amateur seine eigene Version entwickeln. Ein Hinweis:

Den ersten Aufbau sollte man nicht allzu raumsparend entwerfen. Die Einzelheiten des Senderaufbaus sind aus den Abbildungen zu entnehmen. Das Sendergehäuse hat die Abmessungen $190 \text{ mm} \times 150 \text{ mm} \times 50 \text{ mm}$.

Den HF-Teil befestigt man mit Abstandshülsen an der Stirnseite des Gehäuses. Für den Schwingquarz ist ein Durchbruch an der Stirnseite geschaffen, so daß der Quarzwechsel möglich

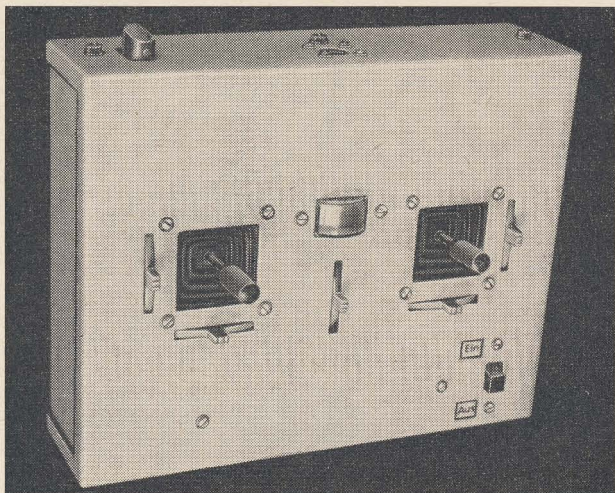


Bild 4.1 Senderaufbau (Gehäuseoberseite)

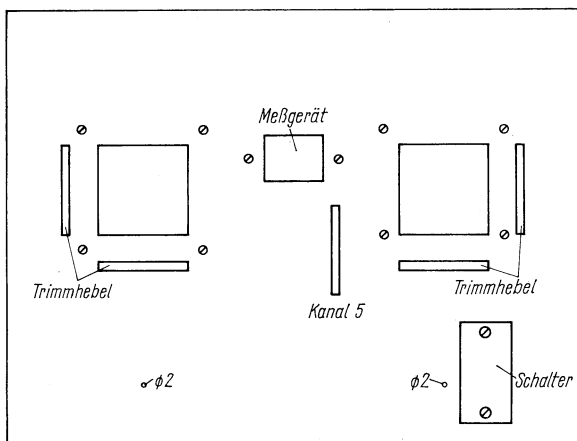


Bild 4.2 Deckplatte des Sendergehäuses (155 mm × 190 mm)

ist, ohne das Gehäuse zu öffnen. Zur Batteriespannungskontrolle wird das Indikatormeßgerät des Kassettenbandgeräts *KT 100* verwendet.

Die Stromversorgung besorgen 2 gasdichte NK-Akkus 6 V/450 mAh, in Reihe geschaltet.

Wesentlichen Arbeitsaufwand erfordert die Anfertigung präzise arbeitender Steuerknüppel.

Die auf den Fotos (Bild 4.3 und Bild 4.4) abgebildeten Steuerknüppel gehen auf Entwicklungen von *H. Martinez* zurück, dem an dieser Stelle für die Mitteilung seiner Erfahrungen gedankt sei. In ähnlicher Form sind auch die Steuerknüppel industriell hergestellter Anlagen konstruiert.

Die Knüppelmechanik ist zur Oberseite durch eine Gummimanschette abgedeckt. Diese Art der Abdichtung ermöglicht den Schutz des Senderinneren gegen Staub und Spritzwasser. Über den Kulissenbügel erfolgt die Betätigung des einen Kanalpotentiometers, das andere wird über eine Kreuzwelle betätigt. Als Kanalpotentiometer werden die Miniatur-Kohle-schichtpotentiometer 5 k1 von *Elrado* verwendet. Damit die Kanalknüppel leichtgängig sind, empfiehlt es sich, die Poten-

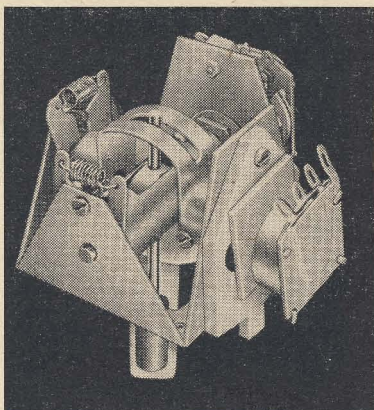


Bild 4.3
Montierter
Proportionalsteuer-
knüppel

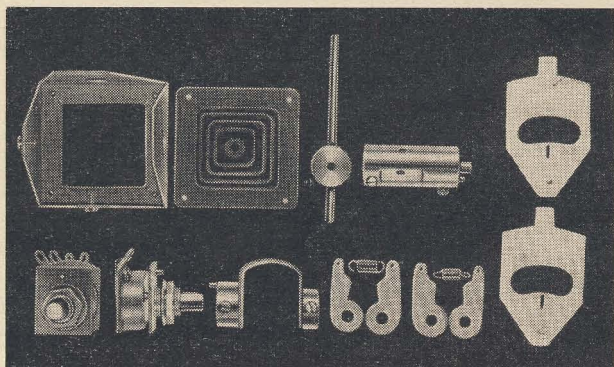


Bild 4.4 Einzelteile des Proportionalsteuerknüppels

tiometer vor dem Einbau zu zerlegen. So kann man das Achslagerfett entfernen und durch einen Tropfen Uhrenöl ersetzen. Die Trimmhebel bestehen aus 2 mm dickem PVC. Die Knüppelneutralisation übernehmen 2 Hebel und 1 Zugfeder. Soll eine Kanalfunktion nicht neutralisiert werden (z. B. Motor-drossel), so hängt man einfach die betreffende Feder aus. Die

Neutralisation kann auch durch Gabelfedern übernommen werden, deren Anfertigung allerdings etwas schwieriger sein dürfte.

Die Fotos (Bild 4.3 und Bild 4.4) und die Skizzen (Bild 4.5 und Bild 4.6) geben genügend Einsicht in Aufbau und Funktion des Steuerknüppels und ermöglichen dem Interessenten den Nachbau. Der Grundkörper des Steuerknüppels wurde aus 1 mm dickem Stahlblech angefertigt und hat die Abmessungen 45 mm $\times$ 45 mm. Mit den Steuerknüppeln werden 4 Proportionalfunktionen betätigt.

Eine weitere Funktion kann über ein an einem Winkel befestigtes Potentiometer mit Rändelscheibe betätigt werden.

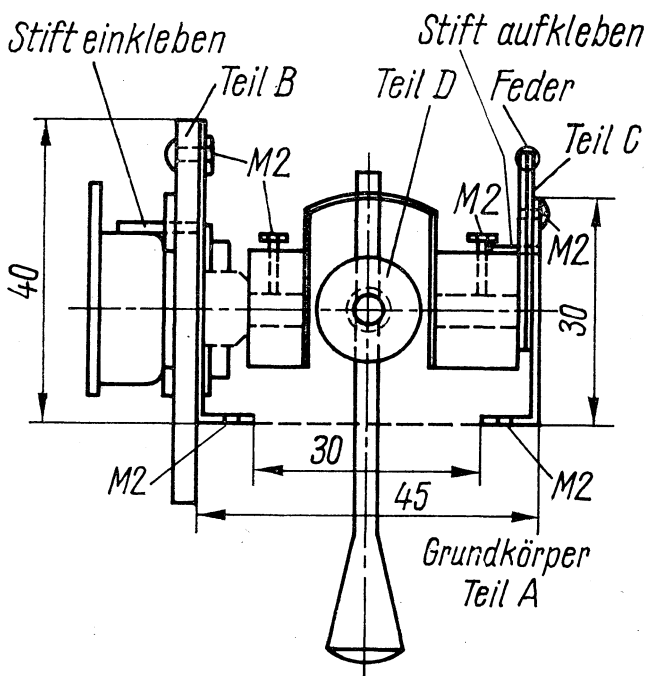


Bild 4.5 Prinzipskizze eines Proportionalsteuerknüppels (Maßstab 1:1)

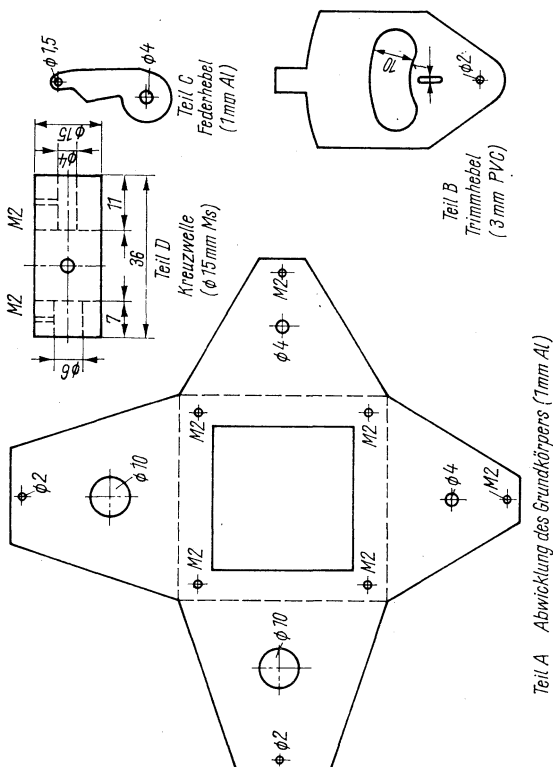


Bild 4.6 Einzelteile des Proportionalsteuerknüppels (Maßstab 1:1)

Ein Tip für Vergeßliche! — Auf die Innenseite des Gehäusedeckels klebt man ein Fach aus Klarsichtfolie, in dem man die Genehmigungsurkunde und eine Übersicht mit der Kanalaufteilung (Sendefrequenzen) aufbewahrt.

Für die Antennenbefestigung wurde eine einfache Lösung gefunden, die sich bei der praktischen Erprobung verschiedener Varianten gut bewährte.

In die HF-Platine wird an der mit *Antenne* gekennzeichneten Stelle eine 3-mm-Bohrung angebracht und eine M-4 $\times$ 5-Zylinderschraube mit auf der Kupferseite zwischengelegtem Krallring fest verschraubt. Gegenüber der M-4-Schraube wird in die Stirnwand des Gehäuses eine 14-mm-Bohrung angebracht. Durch Unterlegen eines Piacryl- oder PVC-Stücks mit einer 9-mm-Bohrung unter die Stirnwandung wird dieser Durchbruch vom Gehäuse isoliert. Nun kann man die Antenne (1,50-m-Teleskopantenne der PHG EWT Halle) einstecken und mit ein paar Umdrehungen fest mit der Platine verschrauben. Man hat so eine einfache, kontaktsichere und vor allem betriebssichere Antennenbefestigung.

Das Ein- und Ausschalten des Senders besorgt ein einfacher Schiebeschalter.

Zur Verkabelung des Senders fertigt man sich einen Kabelbaum aus mehrfarbiger Cu-Litze an.

Bild 4.7 zeigt die Innenansicht des fertigen Senders.

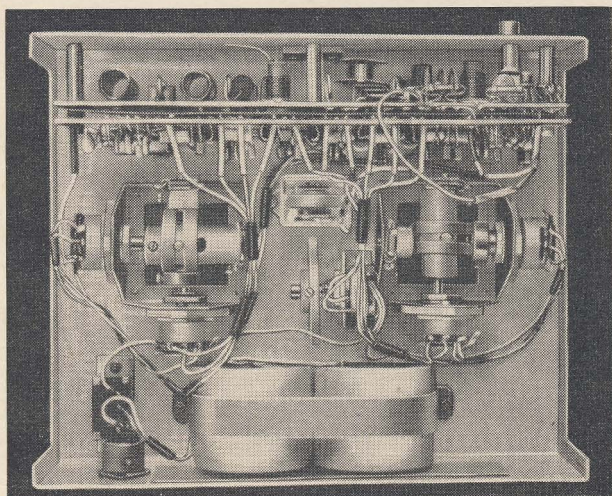


Bild 4.7 Senderaufbau (Innengestaltung)

5. Hilfsgeräte

5.1. Ladegerät

5.1.1. Einbauladegerät

Soll der Sender oft benutzt werden, so baut man das Ladegerät für Sender- und Empfängerakku in das Sendergehäuse mit ein. Der Verfasser empfiehlt dazu eine Schaltung (Bild 5.1), die nur geringen Aufwand erfordert und deren Bauteile sich ohne weiteres im Sender unterbringen lassen.

Der Kondensator C1 wirkt als Vorwiderstand und begrenzt den Ladestrom. Der Widerstand R1 schließt den Gleichstromkreis. Für den Gleichrichter findet die Graetzschaltung Anwendung. Ähnliche Schaltungen werden in den Ladegeräten für gasdichte NK-Knopfzellen von Sprechfunkgeräten und für gasdichte Pb-Akkus angewendet.

Die hier wiedergegebene Schaltung arbeitet nach dem gleichen Prinzip, sie ist nur für die höheren Ladespannungen und Ladeströme ausgelegt. Neben der Einfachheit der Schaltung sei ein weiterer Vorteil hervorgehoben. Bei wechselnder Lade-

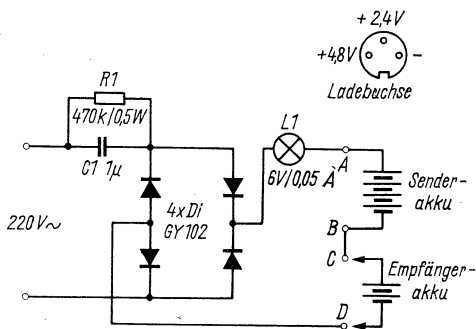


Bild 5.1 Schaltung des Einbauladegeräts

spannung zwischen 4,0 V und 20 V ändert sich der Ladestrom von 25 mA nur um $\pm 0,2$ mA. Das Ladegerät ist also für Konstantstromladungen geeignet. Man kann den Senderakku 12 V/450 mAh damit laden, aber auch den Empfängerakku 6 V/450 mAh bzw. 4,8 V/450 mAh über Buchsen anschließen und bei der Ladung zum Senderakku in Reihe schalten. Eine geeignete Steckverbindung ist die 3polige Diodenbuchse für den Einbau in den Sender mit dem dazugehörigen Stecker. Der Bedienungskomfort einer so ausgerüsteten Fernsteueranlage ist kaum noch zu überbieten.

Auf einen Mangel des Ladegeräts sei hier besonders hingewiesen. Am Akku liegt abhängig von der Polung der Netzspannung (Phase oder Null) fast die ganze Spannung von 220 V. Um die Gefährdung von Personen zu verhindern, ist besonders auf sachgerechten Aufbau und vorschriftsmäßige Isolation aller spannungsführenden Teile zu achten. Das verdrahtete Ladegerät (Schuko!) lasse man von einem Fachmann kontrollieren und abnehmen. Die Glühlampe im Ladezweig dient als Ladeanzeige und zusätzliche Sicherung. Sollte aus irgend einem Grund der durch den Akku fließende Strom 50 mA übersteigen, so brennt das Lämpchen durch. Der kostbare NK-Akku ist damit geschützt. Wird nur der Senderakku geladen, so werden die Klemmen C — D mit einem Kurzschlußstecker kurzgeschlossen. Die Ladung muß bei Erreichen der Ladeschlußspannung (1,50 V je Zelle) abgebrochen werden. Für die Zuführung der Netzspannung wird ein Kaltgerätestecker (Schortman) verwendet, dessen Schutzkontakt leitend mit dem Sendergehäuse zu verbinden ist. Der Anschluß des Empfängerakkus erfolgt über den 3poligen Diodenstecker.

Der Ladestrom kann nur fließen, wenn der Empfängerakku angeschlossen ist bzw. wenn die Empfängeranschlüsse überbrückt werden. Für den letzteren Fall, daß nur der Senderakku geladen werden soll, präpariert man sich am besten einen Diodenstecker, der das Kurzschließen der Empfängerbuchse in einfacher Weise ermöglicht.

Für den praktischen Betrieb des Ladegeräts ist es sinnvoll, sich an folgende Regel zu halten:

Da die Akkus von Sender und Empfänger etwa mit $2 \times I_{10}$ belastet werden, ergibt sich eine Betriebszeit von etwa 5 Stunden. Man beobachtet die Betriebszeit und lädt nach 5 Stunden Fernsteuerbetrieb den Akku neu. Wird mit I_{10} geladen (45 mA), so beträgt die Ladezeit 14 Stunden. Da der Ladestrom des beschriebenen Geräts 25 mA groß ist, sind für das Einladen von 450 mAh 25 Stunden erforderlich.

5.1.2. Konstantstromladegerät mit Abschaltautomatik

Der Hauptmangel des Einbauladegeräts besteht darin, daß man den Ladezustand kontrollieren muß, damit die Zellen nicht beschädigt werden. Die nächste Überlegung geht also dahin, ein Ladegerät mit automatischer Abschaltvorrichtung aufzubauen. Legt man das Sendergehäuse von vorn herein groß genug aus, dann kann auch das im folgenden beschriebene Konstantstromladegerät mit Abschaltautomatik darin untergebracht werden.

Das elektronische Ladegerät besteht aus den beiden Baugruppen:

- Konstantstromquelle zur Erzeugung eines konstanten Ladestroms während des gesamten Ladevorgangs,
- automatische Abschaltvorrichtung zur Abschaltung des geladenen gasdichten NK-Akkus von der Ladestromquelle bei Erreichen der Ladeschlußspannung von 1,5 V je Zelle.

Die Schaltung des Ladegeräts ist auf Bild 5.2 dargestellt. Der Gleichrichter in Graetzschaltung speist mit 18 V die Konstantstromquelle und die automatische Abschaltvorrichtung.

Konstantstromquelle

Die Größe des Ladestroms ist weitgehend von Schwankungen der Eingangsspannung und auch vom Widerstand des Verbrauchers unabhängig. Der Ladestrom erzeugt am Potentiometer R1, R2 einen Spannungsabfall, der mit der Spannung der Z-Diode verglichen wird. Mit R1 stellt man den gewünschten Ladestrom ein. Bei der angegebenen Dimensionierung ist

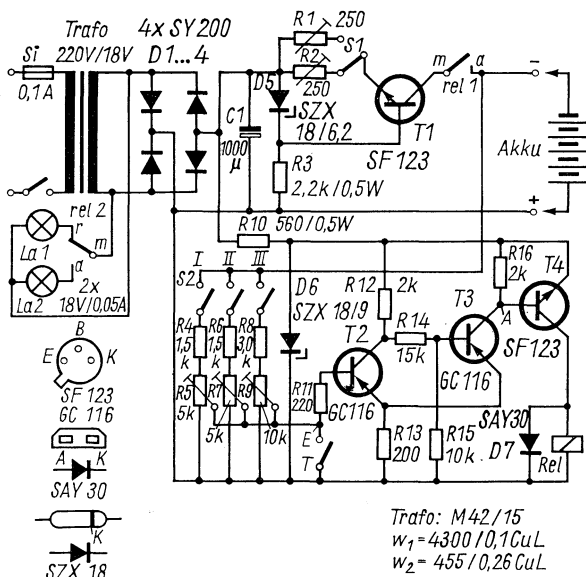


Bild 5.2 Konstantstromladegerät mit Abschaltautomatik

das Gerät für die Ladeströme $I_{10} = 22,5 \text{ mA}$ und $I_{10} = 45 \text{ mA}$ (entsprechend den 225-mAh- und 450-mAh-Akkutypen) für Ladespannungen zwischen 4,8 V und 12 V geeignet. Wird R1 größer gewählt, so können auch kleinere Konstantströme eingestellt werden.

Die Belastungskennlinie (Bild 5.3) läßt erkennen, daß bei dem Ladestrom $I_2 = 22,5 \text{ mA}$ eine gute Konstanthaltung über den gesamten Bereich erreicht wird. Bei dem Ladestrom $I_1 = 45 \text{ mA}$ tritt für höhere Ladespannungen ein geringer Stromrückgang ein. Der Ladestrom wird so eingestellt, daß er bei der niedrigsten Ladespannung, in der Regel sind das 4,4 V, seinen Normalwert von $I = 45 \text{ mA}$ erreicht.

Bei 12 V Ladespannung fließen dann zwar nur noch 35 mA. Mit diesem Strom ist durchaus noch eine Konstantstromladung

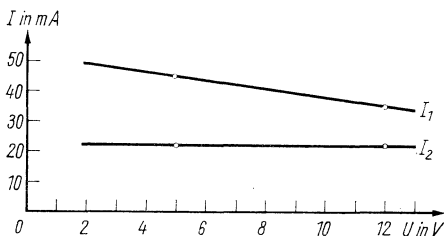


Bild 5.3 Belastungskennlinie des Ladegeräts von Bild 5.2

durchzuführen, da er sich in dem Bereich der Ladespannung von 11 bis 15 V nur um etwa 5 mA ändert.

Diese Tatsache bedeutet lediglich eine verlängerte Ladezeit. Für eine Normalladung bei 12 V werden zur Aufladung auf 140 % der Nennkapazität K_{10} dann eben nicht 14 Stunden (entspricht $I = 45$ mA), sondern etwa 21 Stunden benötigt.

Abschalteneinrichtung

Betrachtet man die Ladekennlinie (Bild 3.4) eines gasdichten NK-Akkus, so erkennt man, daß sich die Ladespannung gegen Ende des Ladevorgangs nur noch geringfügig ändert. Daraus leitet sich für die automatische Abschalteneinrichtung die Forderung ab, daß sie selbst bei kleinen Spannungsänderungen noch sicher abschalten muß.

Zur Realisierung dieser Forderung bietet sich der Schmitt-Trigger als einfacher, aber empfindlicher und präzise arbeitender Schwellenwertschalter an.

Der Ausgang des Schmitt-Triggers (Punkt A) kann in Abhängigkeit von der Größe der Eingangsspannung nur zwei verschiedene Zustände annehmen. Bei niedriger Eingangsspannung am Punkt E ist der Transistor T2 gesperrt (0) und T3 infolge der Gleichstromkopplung über R14 leitend (L). Das Potential am Ausgang A wird dann durch das Teilverhältnis von Kollektor und gemeinsamen Emitterwiderstand R16/R13 bestimmt und beträgt etwa 1/11 der Versorgungsspannung von 9 V. Bei anwachsender Eingangsspannung U_E ändert sich dieses Potential zunächst nicht. Überschreitet U_E eine be-

stimmte Größe, so gelangt T2 in den leitenden (L) und T3 in den gesperrten (0) Zustand. Der Umschaltpunkt wird erst erreicht, wenn die Eingangsspannung den Spannungsabfall am gemeinsamen Emittterwiderstand R13 zuzüglich der Schwellspannung des Transistors T2 überschreitet. T2 wird dann leitend. Das Potential an seinem Kollektor nimmt ab, und T3 beginnt infolge der Gleichstromkopplung über R14 zu sperren. Dadurch verringert sich zunächst der Strom durch den gemeinsamen Emittterwiderstand R13.

Der Spannungsabfall an R13 wird geringer, was für T2 eine Vergrößerung der Spannung zwischen Basis und Emittter bedeutet. Infolge dieser Mitkopplung setzt ein Kippvorgang ein, nach dessen Ablauf T2 leitend (L) und T3 gesperrt (0) ist.

Das Potential am Ausgang ist nun gleich der Versorgungsspannung. Dieser Zustand bleibt erhalten, bis die Eingangsspannung wieder abnimmt und einen bestimmten Wert unterschreitet. In ähnlicher Weise, wie vorstehend beschrieben, kippt der Schmitt-Trigger in den Ausgangszustand zurück.

Die Spannungsdifferenz zwischen den Umschaltpunkten bei wachsender und bei sinkender Eingangsspannung wird als Hysteresespannung U_H bezeichnet. Sie wird u. a. durch die Schwellspannung von T2 beeinflußt und ist abhängig von der Größe des Vorwiderstandes R11. Für $R11 = 0$ wird $U_H \sim 0,6$ V. Die Existenz der Hysteresespannung U_H bedeutet, daß der Schmitt-Trigger aus der Arbeitsstellung (L 0) erst bei Verringerung von U_E und 0,6 V am Eingang E in die Ruhestellung (0 L) zurückkippt.

Ist der Akku nur teilweise entladen, so kann es sein, daß die Hysteresespannung U_H infolge noch zu geringen Absinkens der Klemmenspannung nicht unterschritten wird. Dann kehrt der Schmitt-Trigger nicht von selbst in die Ruhestellung (0 L) zurück. Um diesen Mangel auszuschalten, wird die Taste T in die Schaltung eingefügt.

Ist der Akku an das Ladegerät geklemmt, so betätigt man kurz die Taste T. Damit wird die Basis von T2 auf Masse gelegt, T2 sperrt mit Sicherheit, und die Ruhestellung (0 L) des Schmitt-Triggers ist hergestellt.

Um NK-Akkus mit unterschiedlichen Ladespannungen ab-

schalten zu können, sind drei Basisspannungsteiler mit R4 ... R9 vorgesehen. Sie können auf die gebräuchlichen Ladespannungen 4,8 V, 6 V und 12 V eingestellt werden.

Die Basisspannungsteiler werden wahlweise über den Tastensatz I, II, III an die Ladespannung am Ausgang des Stromstabilisators geschaltet.

Damit der Schmitt-Trigger auch bei geringen Spannungsdifferenzen sicher schaltet, ist die Versorgungsspannung mit der Z-Diode D6 stabilisiert.

Zur Erhöhung der Schaltsicherheit wird außerdem das Relais über einen gesonderten Schalttransistor T4 betrieben und damit die geschaltete Last vom Schmitt-Trigger getrennt.

Die beim Schalten des Relais entstehenden Induktionsspannungen werden durch die Diode D7 begrenzt, so daß sie den Schalttransistor T4 nicht gefährden können.

Durch die Lampen L1 und L2 kann der Betriebszustand des Ladegeräts (Laden — Abgeschaltet) kontrolliert werden. Für den Aufbau dieses Geräts werden die Platinenzeichnungen angegeben (Bild 5.4 und Bild 5.5). Auf Bild 5.6 ist der fertige Aufbau der Platine dargestellt.

Praktische Hinweise

Die Inbetriebnahme des Ladegeräts ist unproblematisch. Bei der ersten Ladung werden Ladestrom und Ladespannung gemessen. Mit R1 und R2 werden dabei die Ladeströme auf 22,5 mA und 45 mA (bei 4,8 V Ladespannung) eingestellt.

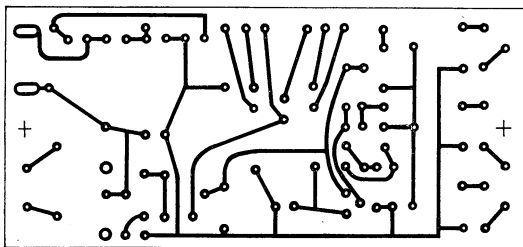


Bild 5.4 Ätzschemata zur Schaltung von Bild 5.2

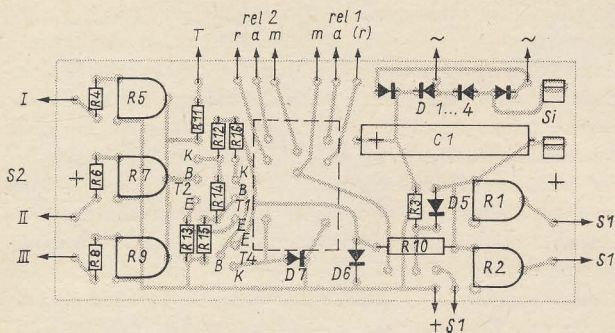


Bild 5.5 Bauelementeanordnung zur Schaltung von Bild 5.2

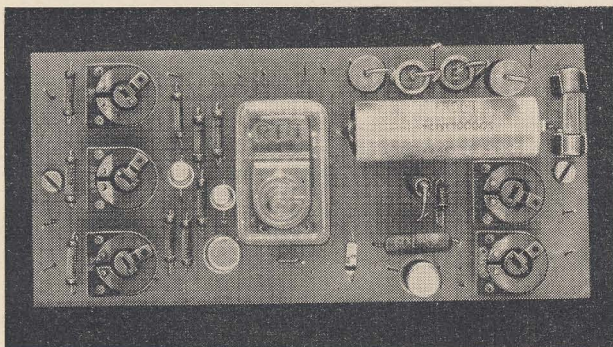


Bild 5.6 Aufbau der Schaltung von Bild 5.2

Ist die Ladeschlußspannung U_{Lmax} des betreffenden Akkus erreicht, so werden mit den Potentiometern R5, R7 und R9 die gewünschten Abschaltspannungen eingestellt.

Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß das Ladegerät auch gut zur Ladung anderer Akkutypen (Pb, Ag -Zu) geeignet ist. Sollen größere Ladeströme stabilisiert werden, so darf dabei die zulässige Verlustleistung von T1 nicht überschritten werden. Der SF 123 sollte dann durch einen leistungsfähigeren Typ ersetzt werden.

5.2. Feldstärkemeßgerät

Zum Antennenabgleich baut man sich eine einfache Meßeinrichtung selbst auf. Mit dem Si-Transistor lassen sich die Eigenschaften des bekannten Feldstärkemessers [11] ganz wesentlich verbessern.

Ein besonderes Kennzeichen des Si-Transistors ist sein äußerst geringer Kollektorreststrom in der Größenordnung $I_{C0} < 100 \text{ nA}$. So kann bei Nichtbenutzung des Geräts die Stromquelle ständig angeschlossen bleiben, da die Selbstentladung des Elements in der Regel schneller vor sich geht als die Entladung durch den Reststrom des Si-Transistors. Der geringe Reststrom bringt außerdem den Vorteil, daß das Meßgerät direkt in den Kollektorkreis geschaltet werden kann. So kann man ein billiges Meßinstrument verwenden, das den Reststrom gar nicht anzeigt (Bild 5.7).

Der Emitterwiderstand $R1$ begrenzt den Kollektorstrom. Mit ihm kann der Meßstrom so eingestellt werden, daß jedes Meßgerät bis 10 mA Endausschlag in Sendernähe (bei genügender HF-Abstrahlung natürlich) Vollausschlag anzeigt. Steht kein gesondertes Meßinstrument zur Verfügung, so kann man an seiner Stelle auch den Vielfachmesser verwenden. Wer diesen Aufwand nicht treiben will, kommt auch mit dem einfachen Feldstärkemesser nach Bild 5.8 aus.

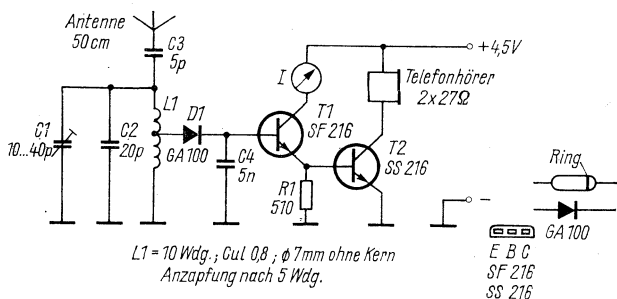


Bild 5.7 Feldstärkemesser mit Monitor

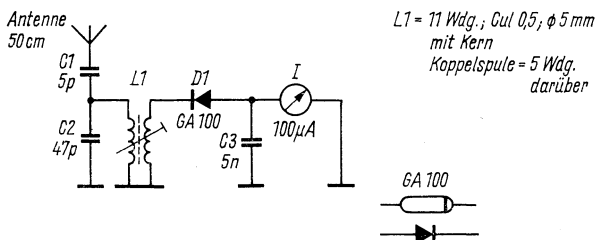


Bild 5.8 Einfacher Feldstärkemesser ohne Batterie

5.3. HF-Leistungsmeßeinrichtung

Stellt der Amateur seinen Antrag auf Erteilung der Funkgenehmigung zur Fernsteuerung von Modellen bei der Deutschen Post, so muß er u. a. auch die Sendeleistung seiner Anlage angeben. In den weitaus meisten Fällen werden hier recht willkürlich geschätzte Werte angegeben. Dabei ist es für den Amateur gar nicht so schwierig, die HF-Leistung seines Senders mit einfachen Mitteln zu messen.

Zur Messung der HF-Leistung des Senders braucht man zunächst eine Ersatzantenne, mit der die HF-Endstufe belastet wird. In älteren Veröffentlichungen wird ein Verfahren beschrieben, bei dem man ein Glühlämpchen, etwa 3,8 V/0,07 A oder 6 V/0,1 A, benutzt.

Prinzipiell ist das möglich, nur liefert ein Glühlämpchen für den beabsichtigten Zweck eben nicht genau definierte Bedingungen. Die angegebenen Werte 6 V/0,1 A und damit der Widerstand von 60 Ω gelten nur für bestimmte Betriebsbedingungen der Lampe, d. h. für helles Glühen. Dazu wäre aber bei der Lampe 6 V/0,1 A eine Leistung von etwa 600 mW und bei der Lampe 3,8 V/0,07 A eine Leistung von etwa 260 mW erforderlich. Da diese Leistungen in den meisten Fällen nicht erreicht werden, sind die Widerstandswerte der Lampen größer als 60 Ω , denn der Widerstand ist stark temperaturabhängig.

Die Ersatzantenne muß also von einem Widerstand gebildet werden, der bei allen Leistungen den gleichen Wert hat.

Es bietet sich der Kohleschicht- oder Drahtwiderstand von $60 \Omega/1W$ an. Bei der Frequenz von 27,12 MHz sind diese Widerstände aber nicht induktionsfrei. Durch Parallelschaltung mehrerer Widerstände kann ihre induktive Komponente wesentlich verringert werden.

Man nimmt also 4 Widerstände zu je $240 \Omega/0,25 W$, bündelt sie und verdrillt die Anschlußdrähte fest miteinander. Anschließend werden die Anschlußdrähte auf etwa 10 bis 15 mm gekürzt und verzinnt. Noch besser geeignet sind UKW-Kohleschichtwiderstände ohne Wendelschliff. Damit wäre die Ersatzantenne hergestellt. Der eigentlichen Leistungsmessung liegt die Formel zugrunde:

$$P = \frac{U_{\text{eff}}^2}{R} \quad (30)$$

mit

$$U_{\text{eff}} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$$

$$\text{wird } P = \frac{\hat{U}^2}{2 \cdot R} \text{ oder } \hat{U} = \sqrt{P \cdot 2R} \quad (31)$$

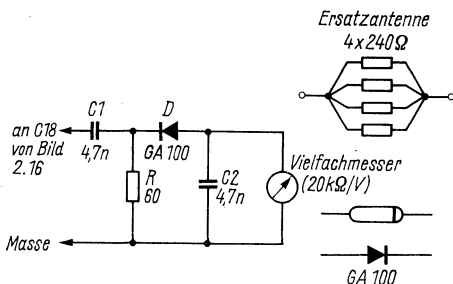


Bild 5.9 HF-Leistungsmeßeinrichtung

Zu jedem Spannungswert an der Ersatzantenne gehört also ein bestimmter Wert der HF-Leistung.

Angeschlossen werden nun noch ein HF-Gleichrichter und ein hochohmiges Meßgerät zur Spannungsmessung (Bild 5.9). Für genaue Messungen wäre ein Röhrenvoltmeter erforderlich. Ein gutes Vielfachmeßgerät (20 k Ω /V) genügt aber schon für hinreichend genaue Messungen, es wird nur etwas geringere Werte, als in der Tabelle angegeben, anzeigen.

Tabelle 5.1 Einige Werte für die HF-Leistungsbestimmung (Effektivwerte)

in mW	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500
U_{HF} in V	2,45	3,46	4,26	4,92	5,50	6,02	6,51	6,95	7,38	7,78

Für die Messungen mit Röhrenvoltmeter oder hochohmigem Voltmeter dienen die Werte in Tabelle 5.1. als Richtwerte. Zwischenwerte errechnet man nach

$$P = \frac{U_{\text{eff}}^2}{R} \text{ mit } U_{\text{eff}} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$$

$$P = \frac{\hat{U}^2}{2 \cdot R} \quad (32)$$

Zu beachten ist, daß die Ersatzantenne direkt an den HF-Ausgang des Senders noch vor der Antennenverlängerungsspule mit möglichst kurzen Leitungen angeschlossen wird.

6. Literaturverzeichnis

- [1] *Autorenkollektiv*: Bastelbuch für Modellelektronik, Deutscher Militärverlag, Berlin, 1970
- [2] *Bruss, H.*: Transistorsender für die Fernsteuerung, Franzis-Verlag, München, 1964
- [3] *Fischer, H. J.*: Transistortechnik für den Funkamateur, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968
- [4] *Franz, D.*: Chemische Stromquellen, Deutscher Militärverlag, Berlin, 1968
- [5] *Geiger, K.*: Modulation, VEB Verlag Technik, Berlin, 1969
- [6] *Hellbarth, H.*: Transistortechnik für Kurzwellenamateure, Centrex-Verlag, Eindhoven, 1967
- [7] *Kinzelbach, R.*: Stahllakkumulatoren, VDI-Verlag, Düsseldorf, 1968
- [8] *Koch, H.*: Transistorsender, Franzis-Verlag, München, 1970
- [9] *Kühne, H.*: Impulsschaltungen, Deutscher Militärverlag, Berlin, 1970
- [10] *Kube, E./Marek, J.*: Dalkove ovladani modeli, in: „Radiovy Konstrukter“, 3/70
- [11] *Mid, G.*: Fernsteuerungen, selbst gebaut, Teil I und Teil II, Deutscher Militärverlag, Berlin, 1972
- [12] *Rint, C.*: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Bd. 4, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde, 1968
- [13] *Rothe, G./Spindler, E.*: Antennenpraxis, VEB Verlag Technik, Berlin, 1972
- [14] *Rothammel, K.*: Antennenbuch, Deutscher Militärverlag, Berlin, 1969
- [15] *Schlenzig, K. H.*: Amateurtechnologie, Deutscher Militärverlag, Berlin, 1969
- [16] *Stohn, R.*: Akkumulatoren und Akkumulatorenanlagen, VEB Verlag Technik, Berlin, 1959
- [17] Zeitschrift: „FUNKAMATEUR“
- [18] Zeitschrift: „Modellbau heute“
- [19] Zeitschrift: „radio, fernsehen, elektronik“
- [20] Zeitschrift: „Modell“
- [21] Zeitschrift: „Funkschau“

120

